

# NOVA ELETRONICA

ANO X — Nº 109 — MARÇO — Cz\$ 18,00

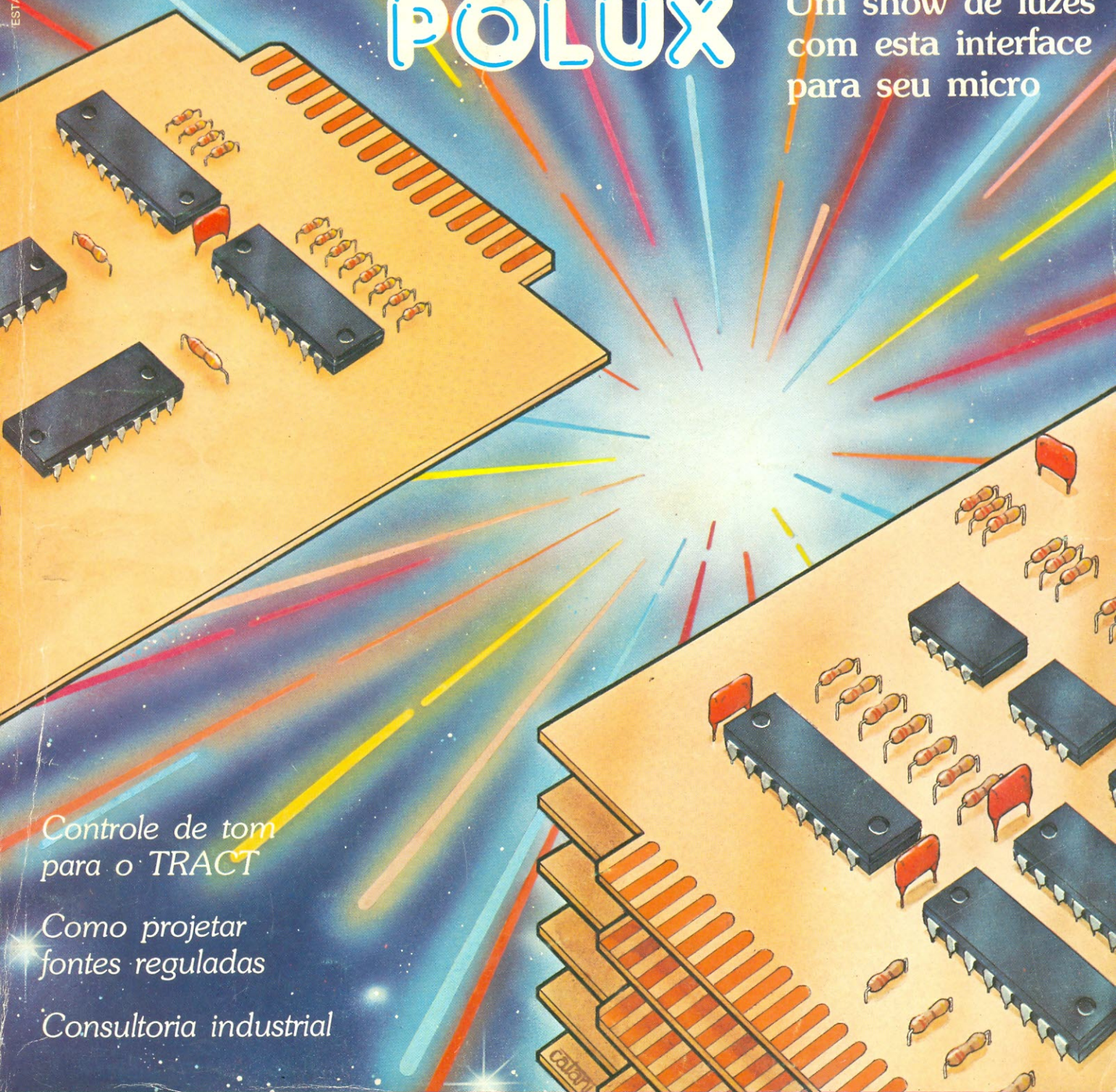
## PÓLUX

Um show de luzes  
com esta interface  
para seu micro

Controle de tom  
para o TRACT

Como projetar  
fontes reguladas

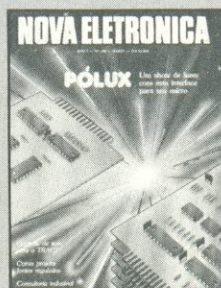
Consultoria industrial





# NOVA ELETRONICA

## CAPA



Uma verdadeira constelação de luzes, a interface *Pólux* adapta-se a qualquer micro nacional, controlando de 8 a 128 lâmpadas, através de *software*. Sua concepção é totalmente modular, com cartões para instalação em bastidores padronizados. Além disso, substituiu os transformadores por fotoacopladores.

## VÍDEO

TV-Consultoria ..... 6

Circuitos de TV — 2ª parte ..... 12

O autor segue analisando os estágios responsáveis pela deflexão horizontal

## PRÁTICA

**Pólux, a interface que programa luzes** ..... 18

Ligada a um microcomputador, essa interface de potência proporciona um verdadeiro show luminoso

**Controle de tom para o TRACT** ..... 26

Completando a estação de tratamento de sinais, um circuito para ajustar graves e agudos

## ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Consultoria para a indústria ..... 34

Uma nova seção, especializada em solucionar problemas a distância

**Sistemas de controle — conclusão** ..... 36

## ENGENHARIA

Prancheta nacional ..... 41

**Tecnologia dos integrados CMOS — 13ª parte** ..... 44

## BANCADA

**Como projetar fontes reguladas fixas — I** ..... 52

A série continua com um extenso artigo, que revela tudo sobre o projeto básico de fontes de alimentação

**Diodos “especiais” — conclusão** .. 62

Para terminar, o essencial sobre LEDs

## TELECOMUNICAÇÕES

**Transmissão de dados em telefonia — 2ª parte** ..... 65

## PY/IPX

**Uma antena de alto ganho** ..... 77

Conheça (e construa) a antena Beverage, para se comunicar com o mundo todo

## CURSO

**Manual de Utilização do Osciloscópio — 3º fascículo**

## SEÇÕES

Cartas ..... 3

Notas nacionais ..... 4

Livros & Revistas ..... 78

Classificados ..... 80



# Pane na velocidade do videocassete

*O espaço desta seção continua aberto a questões sobre a área de vídeo. Neste mês, nova série de respostas a cartas dos leitores*

## Velocidades dos VCRs

Solicito ao departamento técnico da NE uma "dica" a respeito de panes no sistema de velocidade dos videocassetes. Tenho um VCR JVC 6700U, o qual apresenta o seguinte problema: aparenta uma velocidade de gravação e reprodução única, aproximadamente entre as de duas e seis horas. Quando em gravação, a chave SP-EP não produz nenhum efeito, ouvindo-se somente o "clique" do relé quando se passa de SP para EP. Fitas anteriores, gravadas em duas horas, apresentam-se no vídeo em câmara lenta, sem som, e com falta de sincronismo (como um filme que saiu da engrenagem do projetor, mas bem visível). Em seis horas, a imagem aparece com muita interferência. Já gravando-se fitas com o VCR em tal situação, a imagem apresenta-se bastante interferida e sem som. Still e Slow estão operando, todavia Speed não. Esse problema ocorreu quando, durante uma reprodução em seis horas, eu chaveei o aparelho de PAL para NTSC e vice-versa. Antes o VCR já apresentava falta de sincronismo em seis horas.

Heitor Vianna Posada Filho  
Niterói — RJ

Nos videocassetes, em decorrência do sistema próprio para gravação/reprodução, é exigida, do mecanismo que traciona a fita e do mecanismo que produz a rotação do cilindro, uma elevada precisão para se imprimir (gravar) ou ler (reproduzir) na fita a informação correta. Para uma gravação ser efetuada corretamente é necessário que: a) a velocidade da fita e do cilindro estejam corretas, constantes e uniformes; b) haja rigorosa coincidência entre o início da gravação de uma pista e o início de um campo de sinal de vídeo. Por outro lado, para que a reprodução seja perfeita, se faz necessário que: a) a velocidade da fita e do cilindro estejam corretas, constantes e uniformes; b) haja coincidência entre a pista gravada A e a leitura da cabeça A, o mesmo ocorrendo com a pista gravada B e a cabeça B. É óbvio que a velocidade de reprodução deve ser a mesma que foi utilizada para a gravação.

Todos esses controles precisos dos motores de um videocassete são realizados pelos circuitos eletrônicos do servomecanismo. Os circuitos do servomecanismo recebem dois tipos de sinais de controle: um proveniente do próprio sistema mecânico (cilindro e *capstain*) e outro proveniente do sinal de vídeo (pulsos de sincronis-

mo). No primeiro caso, os sinais de controle são conhecidos por FG (*frequency generator*) e PG (*phase generator*) e têm por função informar ao circuito servo a exata posição mecânica do cilindro e do *capstain*. Através desses sinais, o servomecanismo controla a energia que alimenta os respectivos motores, aumentando ou reduzindo sua velocidade.

O outro sinal que alimenta o servomecanismo é representado pelo pulso de sincronismo vertical do sinal de vídeo. Sua finalidade é fazer com que, durante uma gravação, o início do traçado de uma pista coincida com o início de um campo de varredura, como mostra a figura 1.

Para a reprodução, o servomecanismo recebe um sinal de controle, que é gravado na fita juntamente com o sinal de vídeo, porém em pista própria. O sinal de controle informa ao servo a posição exata que deve ser assumida pelo cilindro para a leitura da fita.

Observe, portanto, que, se qualquer um desses sinais de "sincronismo" que alimentam o servomecanismo estiver ausente, os circuitos irão alimentar os motores de forma "livre" e, naturalmente, produzirão também velocidades inadequadas.

A chave EP/SP atua exatamente so-



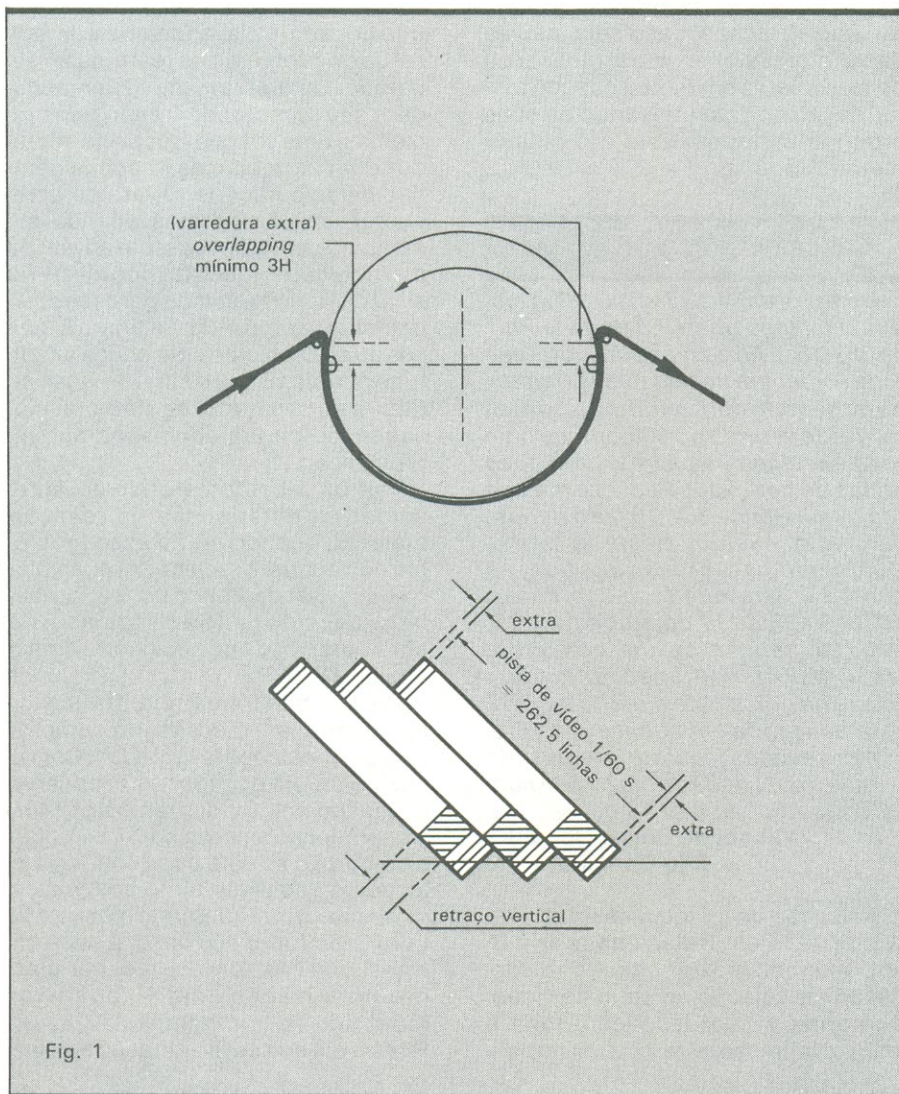


Fig. 1

O início do traçado da pista, na fita de vídeo, deve coincidir com um campo de varredura.

bre o estágio de amostragem do servomecanismo, produzindo um resultado em função da velocidade selecionada. Essa chave somente é utilizada na gravação de sinal, sendo que na reprodução ela permanece inativa.

Você cita que o problema ocorrido em seu VCR teve início pelo chaveamento do aparelho do sistema PAL para NTSC. Veja bem, já frisamos que o sistema de servomecanismo é independente dos circuitos de sinais, portanto, tal ocorrência, se for verdadeira, estaria envolvendo muito provavelmente apenas os níveis de tensão CC para controle dos circuitos.

Para o chaveamento dos circuitos são utilizadas tensões CC que alimentam chaves eletrônicas, podendo ha-

ver, neste seu caso, alguma correlação com a tensão CC utilizada no sistema de chaveamento PAL/NTSC que alimenta também os circuitos do servo. De qualquer forma, será necessária uma boa revisão dos circuitos para se chegar ao diagnóstico final.

### Prática ou escola?

*Estudo numa escola de eletrônica, em Recife, cujo professor está concluindo o curso de engenharia civil, tendo entretanto cursado eletrônica por uma escola de correspondência. Ele é muito criticado pelos técnicos de eletrônica daqui, uma vez que ensina a consertar de uma maneira to-*

*talmente diferente dos profissionais que conheço. Meu professor dá muito pouco valor às tensões contínuas e valoriza excessivamente a procura de defeitos com osciloscópios. Ensina ainda que quem não tiver osciloscópio deve procurar usar instrumentos como gerador de barras, pesquisador de sinais etc. Diz ainda que procure sinal com o multíteste nos circuitos de vídeo, sincronismo, som, dente-de-serra, uma vez que, sendo muito inferior ao osciloscópio, pode assim mesmo ajudar muito nos consertos. Os técnicos que conheço, quando falo em procurar sinal, nem sabem o que é isso. Como é que eles consertam, se meu professor diz que tensões contínuas valem muito pouco dentro de um aparelho? Dizem mais, que se as tensões contínuas estiverem corretas, o aparelho tem de funcionar normalmente. Por essa razão, estou pensando em deixar meu curso e ir trabalhar como os outros, porque realmente eles consertam. Será que há possibilidade de ter tensões contínuas certas e não ter som, não ter imagem ou não ter cor no aparelho? Isso está me intrigando tanto que não sei se continuarei estudando seguindo a orientação do meu professor, se seguirei os técnicos veteranos e bem experientes ou se abandonarei a profissão de técnico em eletrônica, que é toda minha aspiração profissional na vida. Já não acredito no que diz meu professor, por isso apelo a essa conceituada revista para que me dê a "palavra final". Serei mais um a desistir de tão empolgante profissão e mais um frustrado no meio de tantos quantos começam e desistem no meio do caminho de uma profissão tão bela quanto fascinante?*

**Amaro Nascimento Sobrinho**  
Recife — PE

Percebemos que você está bastante confuso com relação aos diferentes métodos para pesquisa de um defeito e podemos adiantar-lhe que, qualquer que seja o método empregado, se ele for tecnicamente viável e conduzir a resultados satisfatórios, obviamente será válido. Não queremos confundir-lo mais ainda e nem tão pouco dar-lhe a "palavra final" se deve ou não continuar seus estudos. Em qualquer profissão, a vontade e o desejo de vencer é que constroem o verdadeiro técnico e não o professor ou a escola.



As tensões CC em um circuito são muito importantes, porém não podemos garantir que em 100% dos casos elas indicam o perfeito funcionamento de um circuito. O osciloscópio, instrumento caro e portanto inacessível à grande maioria dos técnicos, representa uma poderosa ferramenta na pesquisa dos sinais, mas exige do técnico conhecimentos sobre como operá-lo adequadamente. Assim é que cada técnico, de acordo com as ferramentas de que dispõe, irá utilizar este ou aquele método para diagnosticar um provável defeito.

Conhecendo o princípio teórico de funcionamento dos receptores, podemos tirar muitas conclusões importantes de uma simples medição de nível CC. Para aqueles que souberem utilizá-lo corretamente, o osciloscópio constitui, naturalmente, o caminho mais rápido para esse trabalho, mas, repito, é fundamental saber quando e onde aplicá-lo e sobretudo interpretar bem a leitura da forma de onda apresentada. Dada a restrição econômica, muitos de nossos técnicos desempenham satisfatoriamente suas atividades utilizando apenas o multíteste.

Lembre-se, não é a escola que forma um técnico, ela somente lhe ensina os primeiros passos. O seu maior e definitivo aprendizado se dará no dia-a-dia, quando então você perceberá que cada caso exigirá uma interpretação sua. Analise agora se a eletrônica é realmente a profissão que gos-

taria de abraçar e, caso seja, não se deixe impressionar pelo professor ou pela escola, vá em frente, busque a informação correta utilizando os seus próprios métodos. Este é o melhor método. Boa sorte.

### Casamento TV-VCR

*Comprei um VCR TVC NTSC já modificado; meu aparelho de TV é Philco 383 (16"). Ao passar a fita notei que toda a imagem na tela ficava tremendo no sentido horizontal (não é o efeito "pé de vento", pois acontece com toda a imagem, e não nas primeiras linhas de deflexão). Passei a mesma fita numa Philco 384 (16") e o defeito não se apresentou neste aparelho. Qual modificação tenho que fazer na minha TV para que funcione com o VCR? Na lição IV do curso de VCR, pág. 64, fala-se de um conversor NTSC-M/PAL-M (transcodificador). Existe na praça este circuito ou a NE está pensando em publicar nas próximas revistas? Estou interessado porque a qualidade da fita PAL-M num VCR modificado não é boa.*

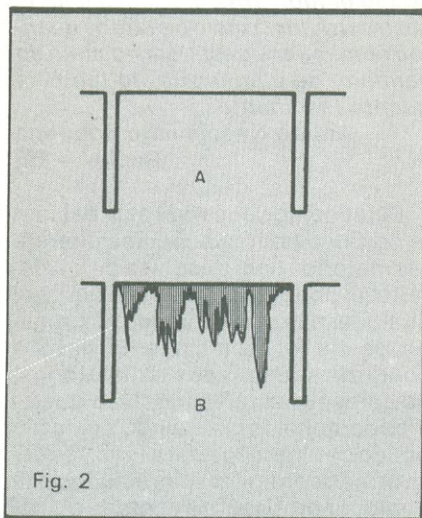
**William de Souza Nogueira**  
São Gonçalo — RJ

A fixação da imagem na tela do receptor de TV está relacionada ao correto sincronismo dos circuitos de deflexão em relação ao sinal de vídeo. Conforme a sua descrição, toda a imagem apresenta-se instável no sen-

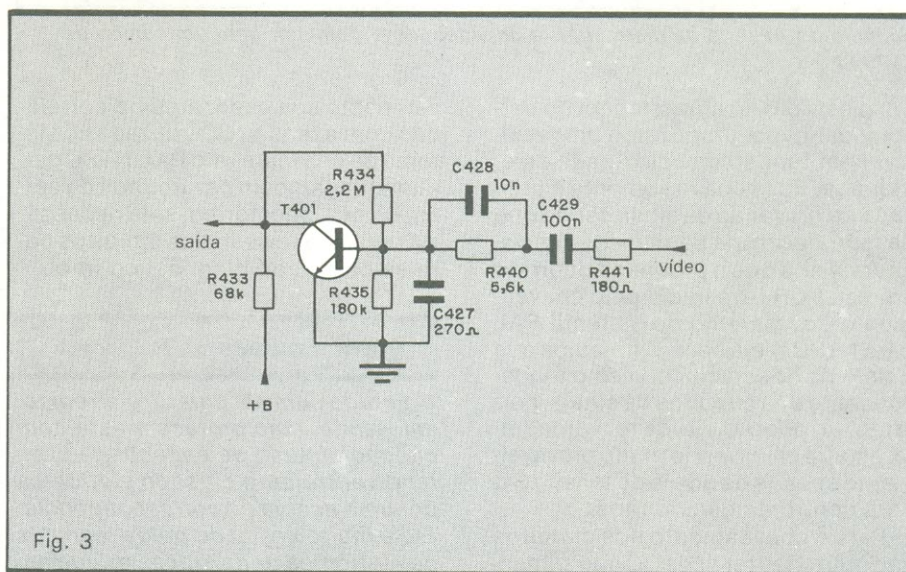
tido horizontal, levando-nos a acreditar que o problema se restrinja ao separador de sincronismo. Na realidade, o seu receptor de TV não tem problemas, uma vez que (supõe-se) reproduz com perfeição as imagens geradas pelas estações. O fato de apresentar esses sintomas quando alimentado pelo videocassete advém da distribuição imperfeita dos níveis do sinal de vídeo fornecido por esse equipamento. Como indica a figura 2, pulsos de sincronismo com pouca amplitude permitem que o sinal de vídeo se infiltre no separador de sincronismo, causando certas anomalias na sincronização.

Outros receptores poderão apresentar características de rejeição maiores, quando então esse problema não ocorrerá. Assim, por exemplo, o chassi 384 da Philco possui cancelador de ruído junto ao separador de sincronismo, o que não ocorre com o chassi TV 383.

De qualquer forma, antes de mexer nos circuitos, é necessário comprovar as suposições levantadas. Com o auxílio de um osciloscópio, observe o sinal no coletor do transistor T401 (separador de sincronismo do TV 383) e comprove se está ocorrendo o "vazamento" de vídeo junto aos pulsos de sincronismo, conforme mostra a figura 3. Se for este o caso, a base do transistor T401 deverá receber uma pré-polarização mais positiva, reduzindo-se, por exemplo, o valor de R434. Veja que essa alteração somen-



Saídas do separador de sincronismo: correta (a) e com vazamento do sinal de vídeo (b).



Separador de sincronismo do televisor Philco 383.



te deverá ser processada para os sinais do VCR.

O circuito de CAF opera sobre um conjunto dos pulsos de sincronismo, gerando uma tensão CC média para controle do oscilador. Portanto, esse circuito não produz seu efeito sobre linhas individuais da varredura. O "vazamento" do sinal de vídeo junto aos pulsos de sincronismo provoca uma instabilidade na tensão do CAF, que é transmitida ao oscilador horizontal.

Mais corretamente, o problema deveria ser sanado no VCR e não na TV, e para isto seria necessário dispor do esquema elétrico do aparelho.

Com relação ao transcodificador (NTSC/PAL-M) citado no curso de videocassete apresentado pela *Nova Eletrônica*, informamos que tal circuito já existe na praça, porém com preços bastante elevados. A teoria completa dos transcodificadores está apresentada no mais recente livro de minha autoria, incluindo a apresentação de um circuito prático ao alcance de todos, com descrição detalhada de todos os ajustes e calibrações.

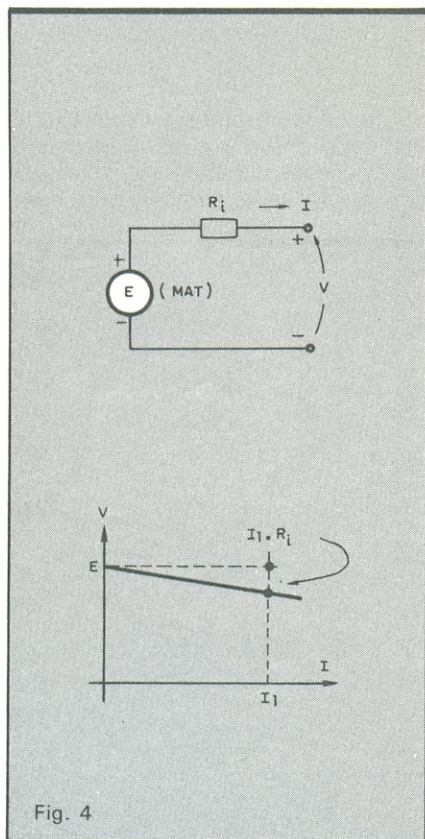


Fig. 4

A queda na tensão de saída é proporcional ao consumo de corrente.

### Fonte ideal e fonte real

*Sou técnico de TV há dez anos, mas ainda possuo uma dúvida, cuja explicação não encontrei em nenhum livro. Quando eu conserto alguns receptores de TV, o aparelho fica bom mas, ao ajustar-se o brilho, a imagem "estica" no sentido horizontal e vertical. Qual será a causa deste problema? Gostaria de uma explicação.*

**Augusto Zeferino**

**Santo Antonio do Sudoeste — PR**

Muito provavelmente você está se referindo ao "respiro" da imagem. Esse efeito é inevitável nos receptores de TV, sendo causado pela impedância de saída da fonte de alta-tensão — MAT. Vamos então procurar esclarecer esse processo. Sempre que requisitamos maior corrente de uma fonte de alimentação, sua tensão de saída tende a cair, sendo esta queda tanto maior quanto maior for a resistência (impedância) de saída da fonte. Com o MAT ocorre a mesma coisa, pois este circuito é também uma fonte de alimentação gerada pelo estágio horizontal. Uma imagem de maior brilho consome mais corrente da fonte de MAT, acarretando uma queda na tensão. Com essa queda, o feixe eletrônico atravessa o campo magnético do yoke com menor aceleração, sendo portanto mais defletido, produzindo com isso a "expansão" da imagem. Os modernos receptores de TV possuem uma boa regulação do MAT, tornando esse efeito quase imperceptível.

A figura 4 demonstra melhor essa característica, onde a fonte de tensão real está representada por um gerador de tensão ideal em série com um resistor (impedância de saída). O gerador de tensão ideal é aquele que mantém a tensão de saída constante para qualquer consumo de corrente. Sabemos que esse tipo de gerador não existe na prática. Associando um resistor ( $R_i$ ) a esse gerador, estamos demonstrando um modelo prático de fonte, no qual o valor da tensão de saída  $V$  é igual ao valor da tensão fornecida pelo gerador ideal  $E$  (que independe do consumo de corrente) menos a queda de tensão sobre o resistor  $R_i$ . Assim, quando não houver consumo de corrente ( $I = 0$ ), a queda de tensão sobre o resistor interno será nula ( $R \cdot I$ ) e a tensão de saída

da igual à tensão do gerador ( $V = E$ ). Quanto maior for o consumo de corrente dessa fonte real, maior será a queda de tensão sobre o resistor interno e, conseqüentemente, menor será a tensão de saída  $V$ , conforme demonstra o gráfico da figura 4.

Note que a resistência interna das fontes de tensão não é constituída por um componente "físico" — pois no caso seria muito simples eliminá-la —, mas sim representa um parâmetro abstrato e seu valor depende das características elétricas do circuito.

Muitos métodos já foram experimentados no sentido de se reduzir a resistência de saída da fonte de MAT. Entre eles, alguns televisores mais antigos utilizavam válvulas reguladoras de MAT. Atualmente, obtêm-se bons resultados sintonizando a frequência de ressonância do fly-back na 5.ª harmônica do horizontal e utilizando componentes do estado sólido de alto rendimento, como por exemplo os duplicadores e triplicadores de tensão.

## LIVROS PETIT

### CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO-MÍNIMO

Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção, assembler/código de máquina.

Cr\$ 98.000 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey.

Cr\$ 95.000 mais despesas postais.

### MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE.

Cr\$ 98.000 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA DIGITAL — Teoria e Aplicação

Cr\$ 78.000 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA BÁSICA — Teoria e Prática

Cr\$ 42.000 mais despesas postais.

### RÁDIO — Teoria e Técnicas de Consertos

Mais FMs, Alta Fidelidade, Steréo, etc.

Cr\$ 56.000 mais despesas postais.

### TV A CORES — CONSERTOS

Cr\$ 38.000 mais despesas postais.

### TV BRANCO E PRETO — CONSERTOS

Cr\$ 34.000 mais despesas postais.

### SILK-SCREEN

P/Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc.

Cr\$ 42.000 mais despesas postais.

### AUTOMÓVEIS — GUIA DE MANUTENÇÃO

Cr\$ 50.000 mais despesas postais.

### FOTOGRAFIA

Cr\$ 25.000 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de Cr\$ 130.000

Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal, e cite o nome desta revista em sua carta.

**PETIT EDITORA LTDA.**

**CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000**

Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2.º - 208 - SP

Fone: (011) 36-7597



# Osciladores da deflexão horizontal

*Prosseguindo com o tema iniciado na edição de janeiro, o autor analisa circuitos osciladores de TVs comerciais. Sempre pelo método passo a passo, com as devidas fórmulas*

**E**m nossa matéria anterior demos início ao estudo de algumas configurações osciladoras básicas, empregadas nos circuitos de deflexão horizontal. Na sequência, visando enfatizar os aspectos práticos, analisaremos primeiramente um circuito muito popular, adotado nos televisores Philips que incorporam o chassi TX (com cinescópio de 12"), citado brevemente em nosso primeiro artigo e aqui reproduzido na figura 1.

A depuração do circuito pode ser simplificada por meio do rearranjo dos componentes, paralelamente a um deslocamento dos níveis de tensão em  $-26$  V. Assim o ponto de terra assume o potencial de  $-26$  V, enquanto que, para a fonte de alimentação ( $26 V_{CC}$ ), com essa nova referência, passa a corresponder uma tensão nula. Em uma primeira etapa, vamos estudar o comportamento desse oscilador, considerando o potenciômetro de ajuste da frequência totalmente voltado para o ponto A (com os pontos A e C em curto-circuito) e desprezando a ação do estágio comparador de fase — além da impedância de carga devida ao estágio excitador.

A própria figura 1 traz alguns parâmetros típicos do transistor BC558, adotado nesse oscilador; eles nos serão úteis nos cálculos que seguirão. Na

figura 2 encontramos a mesma rede, disposta conforme o rearranjo citado. Nela desconsideramos o efeito de três capacitores (dois com  $560$  pF e o ter-

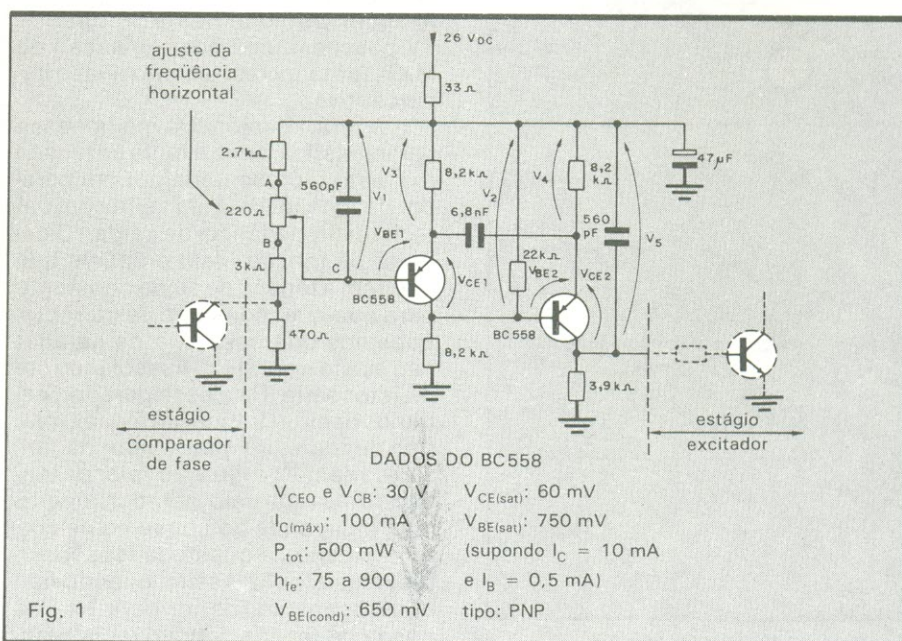


Fig. 1

Oscilador horizontal dos televisores Philips baseados no chassi TX (12", P & B).



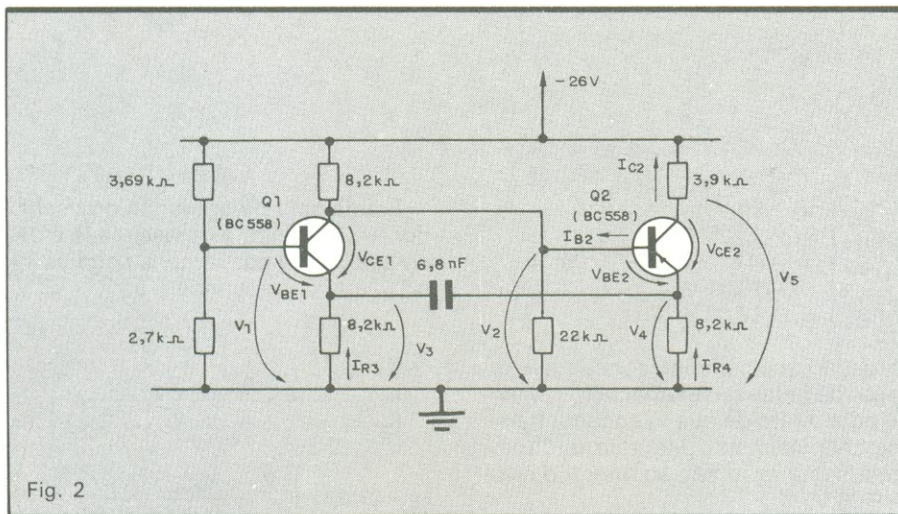


Fig. 2

Rearranjo do primeiro circuito, incluindo o deslocamento dos níveis de tensão.

Determinação de tensões no instante  $t_{A+}$

Quadro 1

$$V_5(t_{A+}) = -(26 - 3,9 \times 10^3 \times 4,62 \times 10^{-3}) = -7,98 \text{ V}$$

$$V_3(t_{A+}) = -\left[18,94 - \left(\frac{8,2 \times 22}{8,2 + 22}\right) \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,06\right] = -18,51 \text{ V}$$

$$V_2(t_{A+}) = -\left[18,94 - \left(\frac{8,2 \times 22}{8,2 + 22}\right) \times 61,59 \times 10^{-6}\right] = -18,20 \text{ V}$$

$$V_4(t_{A+}) = -\left[18,94 - \left(\frac{8,2 \times 22}{8,2 + 22}\right) \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,65\right] = -17,92 \text{ V}$$

( $V_{BE2}$ )

ceiro de  $47 \mu\text{F}$ ), juntamente com o resistor de  $33 \Omega$ , por não exercerem influências sensíveis na polarização dos transistores.

**Cálculos associados à rede** — Determinemos primeiramente a tensão  $v_1$ , que consideraremos como estável durante todo o ciclo de operação do oscilador, embora, na realidade, ocorram variações periódicas em seu valor (sem importância, porém, para nosso estudo):

$$v_1 = \frac{-2,7}{3,69 + 2,7} \times 2,6 \approx -11 \text{ V}$$

Quando Q1 se encontra saturado (e Q2, em consequência, na situação de corte), teremos os seguintes valores de tensão para  $v_5$ ,  $v_3$ ,  $v_2$  e  $v_4$ , no instante  $t_{A-}$ :

$$v_5 = -26 \text{ V}$$

$$v_3 = (v_1 - V_{BE1}) = -(11 - 0,75) = -10,25 \text{ V}$$

$$v_2 = (v_1 - V_{BE1} + V_{CE1}) = -(11 - 0,75 + 0,06) = -10,31 \text{ V}$$

valor correspondente ao início da condução

$$v_4 = (v_1 - V_{BE1} + V_{CE1} - V_{BE2}) = -(11 - 0,75 + 0,06 - 0,65) = -9,66 \text{ V}$$

Atingida a marca de tempo  $t_{A+}$ , encontramos Q1 cortado e Q2 tendendo à condução, estabelecendo-se os níveis indicados no Quadro 1 para as tensões  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$  e  $v_5$ , sendo  $V'_{CC}$  determinada através da relação:

$$V'_{CC} = \frac{-22}{22 + 8,2} \times 26 = -18,94 \text{ V}$$

e as correntes na base e coletor de Q2 por meio de:

$$I_{R4} \approx \frac{-18,94}{8,2 \times 10^3} = -2,31 \text{ mA}$$

$$I_{R3} \approx \frac{-18,94}{8,2 \times 10^3} = -2,31 \text{ mA}$$

$$I_{C2} \approx I_{R3} + I_{R4} = -4,62 \text{ mA}$$

$$I_{B2(\text{máx})} \approx \frac{I_{C2}}{h_{fe(\text{mín})}} = \frac{-4,62}{75} = -61,59 \mu\text{A}$$

Do momento  $t_{A+}$  em diante, as tensões  $v_2$  e  $v_5$  mantêm-se em  $-18,20$  e  $-7,98 \text{ V}$ , respectivamente (outros comentários a respeito desses valores "constantes" serão feitos logo adiante) — enquanto  $v_4$  estabiliza-se em  $-17,92 \text{ V}$  (como Q2 não alcança a saturação,  $V_{BE2}$  fixa-se em  $0,65 \text{ V}$ ); entretanto,  $v_3$  decresce exponencialmente, devido ao fato de haver condições para o capacitor de  $6,8 \text{ nF}$  carregar-se (estando Q1 cortado) através da constante de tempo  $\tau = (8,2 \times 10^3) \times (6,8 \times 10^{-9})$  segundos. Se recordarmos que o nível  $v_1$  permanece fixo

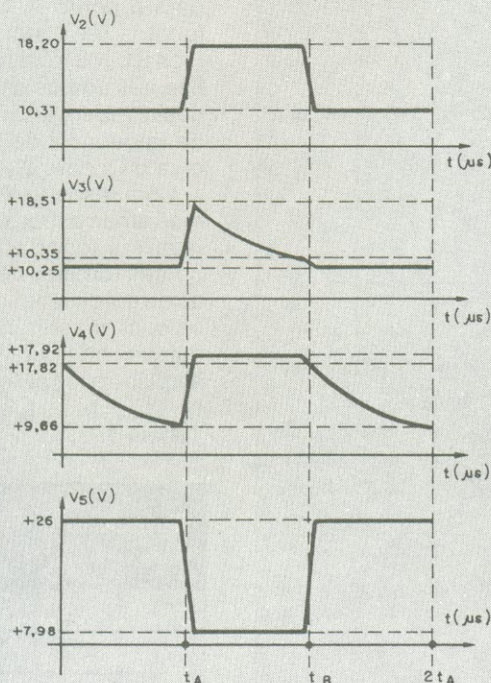


Fig. 3

Formas de onda do oscilador horizontal abordado (Philips chassi TX).



( $v_1 = -11$  V), quando o potencial no emissor do primeiro transistor alcançar o ponto correspondente a:

$$v_3 = v_1 - V_{BE1} = -11 - (-0,65) = -10,35 \text{ V}$$

este se encontrará apto a retornar novamente ao estado de condução (instante  $t_{B-}$ ). Quanto a  $v_5$ ,  $v_3$ ,  $v_2$  e  $v_4$ , observam-se os seguintes valores ao ser atingida a saturação de  $Q_1$  ( $t_{B+}$ ):

$$\begin{aligned} v_5(t_{B+}) &= -26 \text{ V} \\ v_3(t_{B+}) &= -10,25 \text{ V} \\ v_2(t_{B+}) &= -(11 - 0,75 + 0,06) = -10,31 \text{ V} \\ v_4(t_{B+}) &= -17,82 \text{ V} \end{aligned}$$

situação que coincide com aquela registrada antes da referência  $t_{A-}$ . Atente para o fato de que  $v_4$  encaminha-se exponencialmente para zero, interrompendo sua excursão ao atingir o nível  $-9,66$  V.

Determinação da frequência de operação do circuito oscilador (fig. 1.º extremo (pontos A e C curto-circuitados))

Quadro 2

$$T_{A1} = (8,2 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}) \cdot \ln \left[ \frac{-(18,94 - 5,97 \times 10^3 \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,65)}{-\left(\frac{2,7}{3,69 + 2,7} \times 26 - 0,75 + 0,06 - 0,65\right)} \right] =$$

$$= 34,54 \text{ } \mu\text{s}$$

$$T_{B1} = (8,2 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}) \cdot \ln \left[ \frac{-(18,94 - 5,97 \times 10^3 \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,06)}{-\left(\frac{2,7}{3,69 + 2,7} \times 26 - 0,75\right)} \right] =$$

$$= 33,04 \text{ } \mu\text{s}$$

$$T_1 = T_{A1} + T_{B1} = 34,54 + 33,04 = 67,58 \text{ } \mu\text{s}$$

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{10^6}{67,58} \cong 14,80 \text{ kHz}$$

2.º extremo (pontos B e C curto-circuitados)

$$T_{A2} = (8,2 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}) \cdot \ln \left[ \frac{-(18,94 - 5,97 \times 10^3 \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,65)}{-\left(\frac{2,92}{3,47 + 2,92} \times 26 - 0,75 + 0,06 - 0,65\right)} \right] =$$

$$= 29,60 \text{ } \mu\text{s}$$

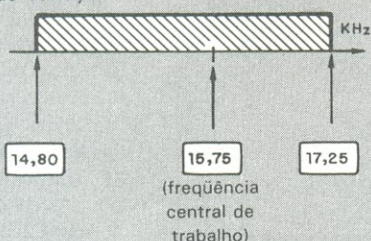
$$T_{B2} = (8,2 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}) \cdot \ln \left[ \frac{-(18,94 - 5,97 \times 10^3 \times 61,59 \times 10^{-6} - 0,06)}{-\left(\frac{2,92}{3,47 + 2,92} \times 26 - 0,75\right)} \right] =$$

$$= 28,36 \text{ } \mu\text{s}$$

$$T_2 = T_{A2} + T_{B2} = 29,60 + 28,36 = 57,96 \text{ } \mu\text{s}$$

$$f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{10^6}{57,96} \cong 17,25 \text{ kHz}$$

faixa de variação



**Frequência de operação do oscilador** — O período  $T$  de oscilação é dado pela soma dos tempos parciais  $T_A$  e  $T_B$ , que correspondem a:

$$T_A = (R_4 C_2) \cdot \ln \left[ \frac{V_{CC} - R_8 I_{B2} - V_{BE2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} - V_{BE1} + V_{CE1} - V_{BE2}} \right]$$

$$T_B = (R_3 C_2) \ln \left[ \frac{V_{CC} - R_8 I_{B2} - V_{CE1}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} - V_{BE1}} \right]$$

onde (com referência à matéria anterior):

$$R_3 = R_4 = 8,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 6,8 \text{ nF}$$

$$R_8 = \frac{R_5 \cdot R_7}{R_5 + R_7} = \frac{8,2 \times 22}{8,2 + 22} = 5,97 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CC}' = -18,94 \text{ V}$$

$$I_{B2} = -61,59 \text{ } \mu\text{A}$$

$$V_{CE1} = -0,06 \text{ V}$$

$$V_{BE2} = -0,65 \text{ V (ao iniciar a condução)}$$

$$V_{BE1} = -0,75 \text{ V (na saturação)}$$

$$V_{CC} = -26 \text{ V}$$

Quanto aos resistores  $R_1$  e  $R_2$ , equivalem respectivamente a  $3,69 \text{ k}\Omega$  e  $2,7 \text{ k}\Omega$ , quando o potenciômetro de  $220 \text{ } \Omega$  encontra-se totalmente voltado para o ponto A. Na situação oposta (pontos B e C em curto-circuito) teremos  $R_1 = 3,47 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 2,92 \text{ k}\Omega$ . Analisemos ambos os casos, verificando, desse modo, a gama total de variação da frequência de oscilação, como indica o Quadro 2.

Com respeito a esse circuito, devemos ainda esboçar as formas de onda relativas aos principais pontos. Antes, porém, torna-se necessário transladar os níveis de tensão, compatibilizando-os com as referências originais, assinaladas na figura 1. Teremos, em consequência, os potenciais nos instantes  $t_{A-}$ ,  $t_{A+}$ ,  $t_{B-}$  e  $t_{B+}$ , conforme indica a Tabela 1.

Tensões no circuito da figura 2 (em volts)  
Tabela 1

	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$
$t_{A-}$	10,31	10,25	9,66	26
$t_{A+}$	18,20	18,51	17,92	7,98
$t_{B-}$	18,20	10,35	17,92	7,98
$t_{B+}$	10,31	10,25	17,82	26



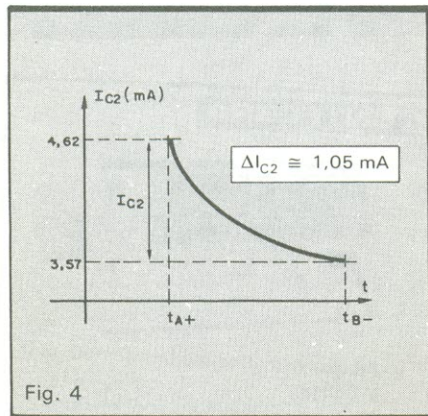


Fig. 4  
Variação de  $I_{C2}$  entre  $t_{A+}$  e  $t_{B-}$ .

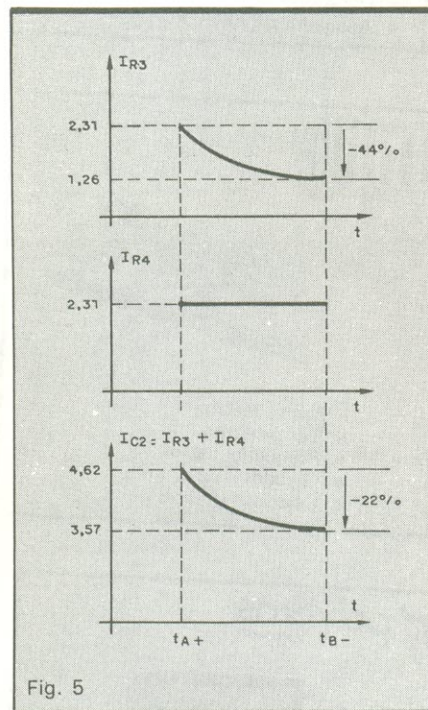


Fig. 5  
Decomposição da corrente de coletor  $I_{C2}$  em suas parcelas  $I_{R3}$  e  $I_{R4}$ .

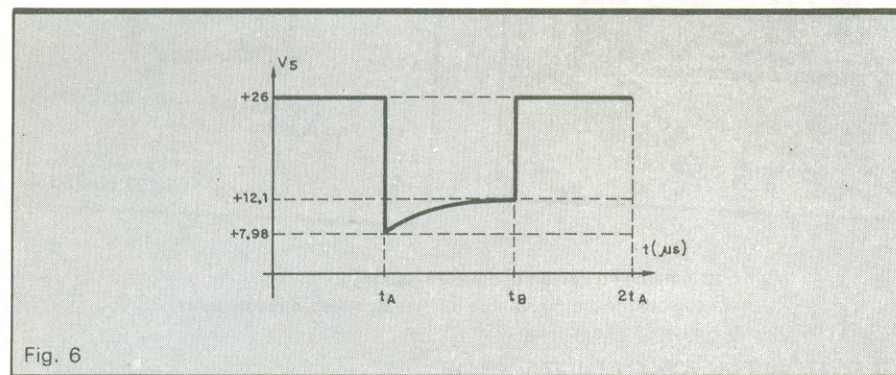


Fig. 6  
Esboço da forma de onda  $v_5$ , considerando-se o decréscimo de  $I_{C2}$ .

Torna-se possível, portanto, delinear os gráficos associados a tais sinais (fig. 3), com base nesses valores. Note que a descontinuidade presente em  $v_3$  no instante  $t_B$ , causada pela mudança condução → saturação de Q1, reflete em  $v_4$  — efeito devido ao capacitor de 6,8 nF, que se encontra entre os resistores de 8,2 kΩ.

#### Reexame de algumas aproximações

— Afirmamos, há alguns parágrafos, que a tensão  $v_5$  permanece invariável do momento  $t_{A+}$  ao instante  $t_{B-}$ . Tal premissa, todavia, é falsa, se considerarmos que esta foi baseada na constância de  $I_{C2}$ , o que não acontece realmente. Na verdade, dois pontos devem ser levados em conta: o primeiro consiste no próprio processo de obtenção de  $I_{C2}$ , incorreto pelo fato de termos considerado C2 tão-somente o valor  $V'_{CC} = 18,94$  V, desprezando a queda de tensão no resistor formado por 8,2 kΩ e 22 kΩ em paralelo (5,97 kΩ), além do potencial  $V_{CE}$ , associado ao transistor Q1.

No entanto, podemos assumir essa aproximação como correta, por facilitar sensivelmente os cálculos, aceitando para  $I_{C2}$  a corrente de 4,62 mA. O segundo aspecto relaciona-se diretamente ao comportamento de  $I_{C2}$ , uma vez que tem o valor de 4,62 mA no instante  $t_{A+}$ , decaindo ao longo do tempo, até o momento  $t_{B-}$ . A variação total de  $I_{C2}$  nesse intervalo equivale a:

$$\begin{aligned} \Delta I_{C2} &\equiv \frac{V'_{CC} - (v_1 - v_{BE1})}{8,2 \times 10^3} = \\ &= \frac{V'_{CC} - v_1 + v_{BE1}}{8,2 \times 10^3} = \\ &= \frac{18,94 - 11 + 0,65}{8,2 \times 10^3} = 1,05 \text{ mA} \end{aligned}$$

como indica o gráfico da figura 4.

Na figura 5 podem-se observar as componentes que constituem a corrente de coletor  $I_{C2}$ :  $I_{R3}$  e  $I_{R4}$ . Note que  $I_{R4}$  permanece inalterada no intervalo compreendido entre  $t_{A+}$  e  $t_{B-}$ , sendo determinada, aproximadamente, por:

$$\frac{V'_{CC}}{R_4} \equiv \frac{18,94}{8,2 \times 10^3} \equiv 2,31 \text{ mA}$$

O mesmo não ocorre com  $I_{R3}$ , parcela que sofre uma queda exponencial a partir do valor 2,31 mA, até atingindo a corrente correspondente a:

$$\frac{v_1 - v_{BE1}}{R_3} = \frac{10,35}{8,2 \times 10^3} = 1,26 \text{ mA}$$

Em síntese, teremos para  $I_{R3}$  uma queda de:

$$\frac{2,31 - 1,26}{2,31} \times 100 \equiv 44\%$$

relativamente ao valor da corrente em  $t_{A+}$ , enquanto que, para  $I_{C2}$ , resultante da soma de  $I_{R3}$  e  $I_{R4}$ , a variação percentual se reduz à metade, em função da constância de  $I_{R4}$ . Assim, temos:

$$\begin{aligned} I_{C2}(t_{A+}) &\equiv 2,31 + 2,31 \equiv 4,62 \text{ mA} \\ I_{C2}(t_{B-}) &\equiv 2,31 + 1,26 \equiv 3,57 \text{ mA} \\ \frac{4,62 - 3,57}{4,62} \times 100 &\equiv 22\% \end{aligned}$$

Com esses dados computados, passa a ser possível a análise da forma de onda de  $v_5$  sob a influência do decréscimo de  $I_{C2}$ , de acordo com o esboço sugerido na figura 6. Reformulando os níveis de tensão para  $v_5(t_{A+})$  e  $v_5(t_{B-})$ , teremos:

$$\begin{aligned} v_5(t_{A+}) &= 26 - (3,9 \times 10^3 \times 4,62 \times 10^{-3}) = \\ &= 7,98 \text{ V} \\ v_5(t_{B-}) &= 26 - (3,9 \times 10^3 \times 3,57 \times 10^{-3}) = \\ &= 12,1 \text{ V} \end{aligned}$$

Devido a alguns fatores — propositalmente não explorados visando simplificar nossas considerações — os sinais aqui apresentados ainda não correspondem fielmente à realidade, embora sejam perfeitamente aceitáveis para a compreensão do funcionamento é análise das peculiaridades do circuito.

Daremos continuidade ao estudo de mais algumas configurações osciladoras em nosso próximo artigo. Conforme veremos, a elaboração de circuitos para a deflexão horizontal a partir de indutores torna-se uma interessante alternativa, adotada por muitos fabricantes.





# Pólux — uma interface para programação de luzes

## Características

- Totalmente modular: aceita até 16 cartões de potência
- Controla de 8 a 128 cargas de 200 W
- Sem transformadores: utiliza acopladores ópticos
- Permite infinitas programações luminosas, através de software
- Adaptável a vários modelos de micro
- Placas projetadas para bastidor Eurocard

*Em vez das surradas luzes seqüenciais, um circuito incrível, que tira proveito de seu micro para programá-las à vontade*

**S**e você tem um microcomputador e quer ampliar seu leque de aplicações, aqui está uma das montagens mais originais que poderia encontrar. Além de aproveitar seu micro para outros fins, você terá a possibilidade de implementar um sofisticado sistema de controle de luzes, a uma fração do preço comercial. Dependendo apenas da quantidade de lâmpadas e de sua imaginação (além de um pouco de prática como programador), essa interface de potência tornará muito mais interessantes seus bailes, shows, exposições ou murais luminosos.

Ela se adapta às mais variadas necessidades, pois foi concebida de forma modular, podendo controlar qualquer número de lâmpadas entre 8 e 128, de 200 W cada, de acordo com a quantidade de cartões de potência utilizados. Na verdade, o número de lâmpadas poderá ser ainda maior, se for reduzida a potência individual, já que a capacidade, por cartão, é de 1 600 W.

As lâmpadas poderão ser dispostas das mais variadas formas e cores e, através do computador, acionadas segundo os mais mirabolantes programas, formando um verdadeiro show luminoso. Com seu micro, você poderá controlar os efeitos à vontade, alterando a cadência de todo o conjunto ou

comandando individualmente os cartões, por exemplo.

Mas é importante lembrar que a interface *Pólux* não se presta apenas a espetáculos de luz e cor, mas a qualquer aplicação que exija um acionamento complexo, programado, de uma série de cargas CA, domésticas ou industriais; nessa categoria estão incluídos, por exemplo, eletrodoméstico, motores e solenóides, além das próprias lâmpadas.

**Estrutura básica** — Vamos começar apresentando a configuração completa do sistema, bastante simplificada, através da figura 1. Observe que ele é composto, basicamente, por um cartão *buffer*, uma fonte e uma série de cartões de potência, que dão a característica modular do sistema. Na figura 2 esse diagrama foi desdobrado, mostrando um pouco mais da estrutura do *buffer* e da seção de potência.

O cartão isolador/excitador (*buffer*) é responsável pela isolamento, a nível de *fan-out*, entre o microcomputador e os cartões de potência — que poderiam “carregar” em demasia as linhas do micro. Além disso, sua presença permite a excitação de até 16 placas. Ele contém ainda uma lógica de habilitação, onde foram previstas duas linhas de

controle ( $HAB\ 1$  e  $\overline{HAB\ 2}$ ) e quatro de endereços ( $A4$  a  $A7$ , que a princípio vamos considerar de parte alta), que deve gerar o *strobe* comum para as etapas de potência. O *buffer* poderá ser compatibilizado com uma série de modelos de micros nacionais, como CP 200, CP 300, CP 400, CP 500, linha *Apple* e até mesmo com o *Nestor* e *kits* semelhantes, cujos barramentos veremos oportunamente.

Os cartões de potência, por sua vez, possuem simplesmente uma trava (*latch*) de 8 bits, controlada por uma lógica de habilitação que utiliza a parte baixa dos endereços ( $A0$  a  $A3$ ), juntamente com o *strobe*. Fazem parte desse estágio, também, os relés de estado sólido, acionados por optoacopladores e que vão comandar as lâmpadas. O montador poderá optar por construir entre 1 e 16 desses cartões, adaptando o sistema a suas necessidades; o endereço de cada um deles poderá ser selecionado através de uma chave DIP de 4 posições (proporcionando, portanto, 16 combinações ou endereços).

Nesta primeira parte, vamos apresentar os circuitos dos dois cartões básicos, com a devida explicação do funcionamento. No próximo número, veremos as placas de circuito impresso, to-



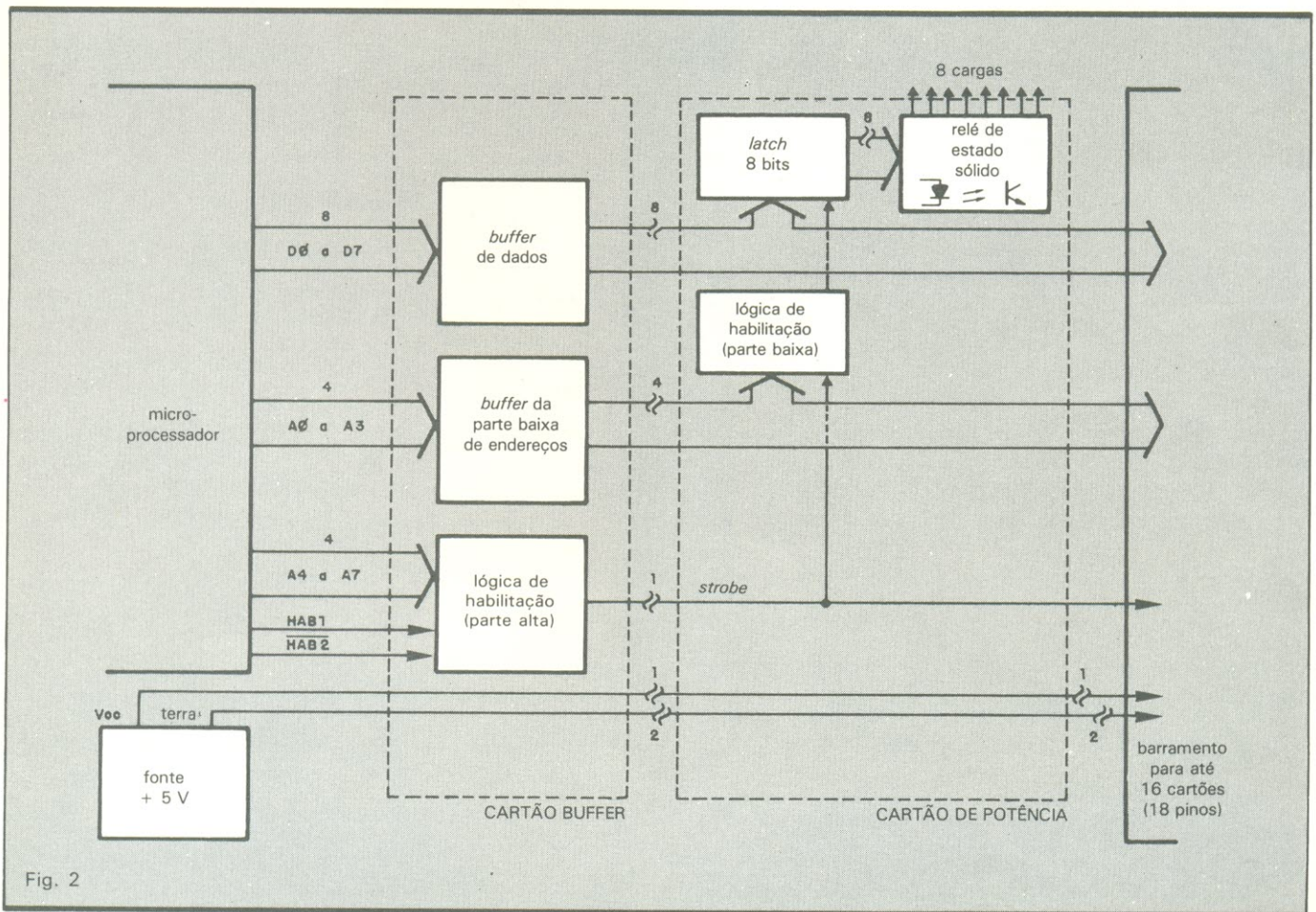
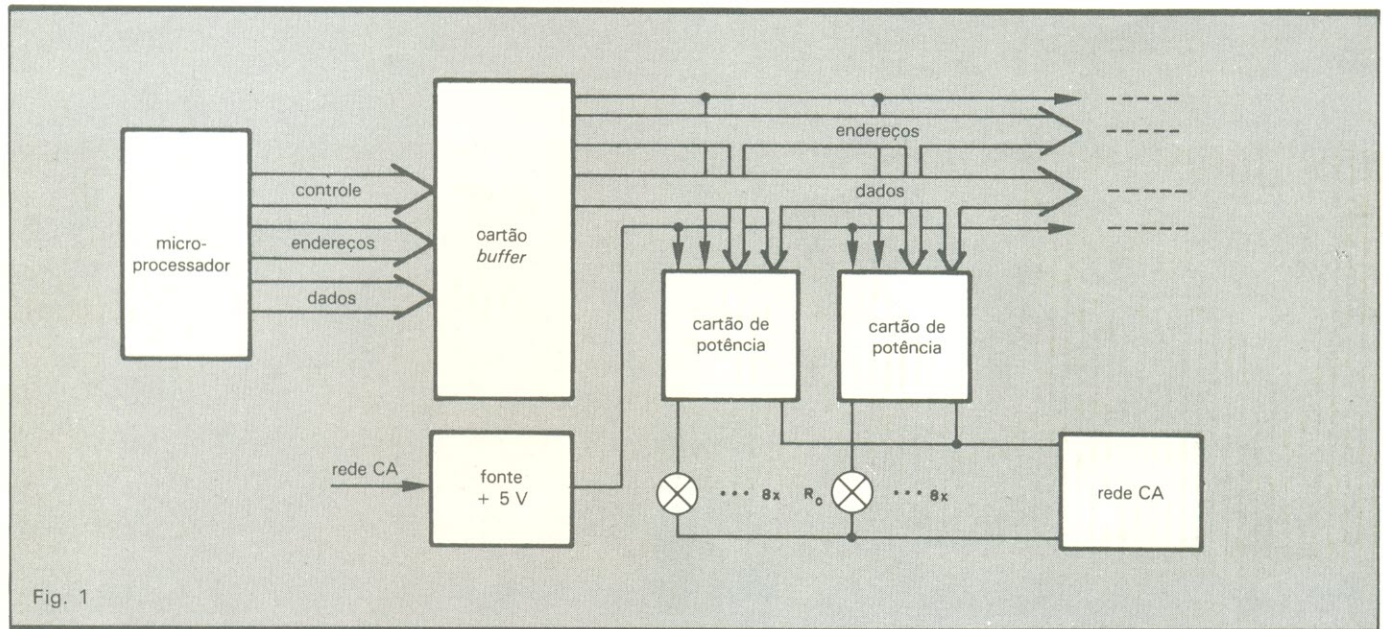
da a malha de interligações, com dicas detalhadas, vários testes de operação, o barramento dos micros, testes de *software* e algumas sugestões de programas de efeitos especiais.

**Os circuitos** — Na figura 3 podemos ver o esquema completo da placa *buf-*

*fer*, bastante simples, por sinal. Ela é composta apenas por dois *buffers* da linha TTL-LS (74LS244 e 74LS367), que cuidam dos dados e de parte dos endereços, e mais dois CIs de portas da mesma linha (74LS266 e 74LS27), que formam a lógica de habilitação.

Como se pode ver, a habilitação do

sistema é feita através de quatro linhas de endereços (parte alta), podendo ser escolhida de acordo com o mapeamento de entrada/saída ou memória de seu microcomputador; no caso de E/S, ela pode variar entre OXH e FXH. Para isso, empregamos um circuito clássico de endereçamento de cartões, que uti-





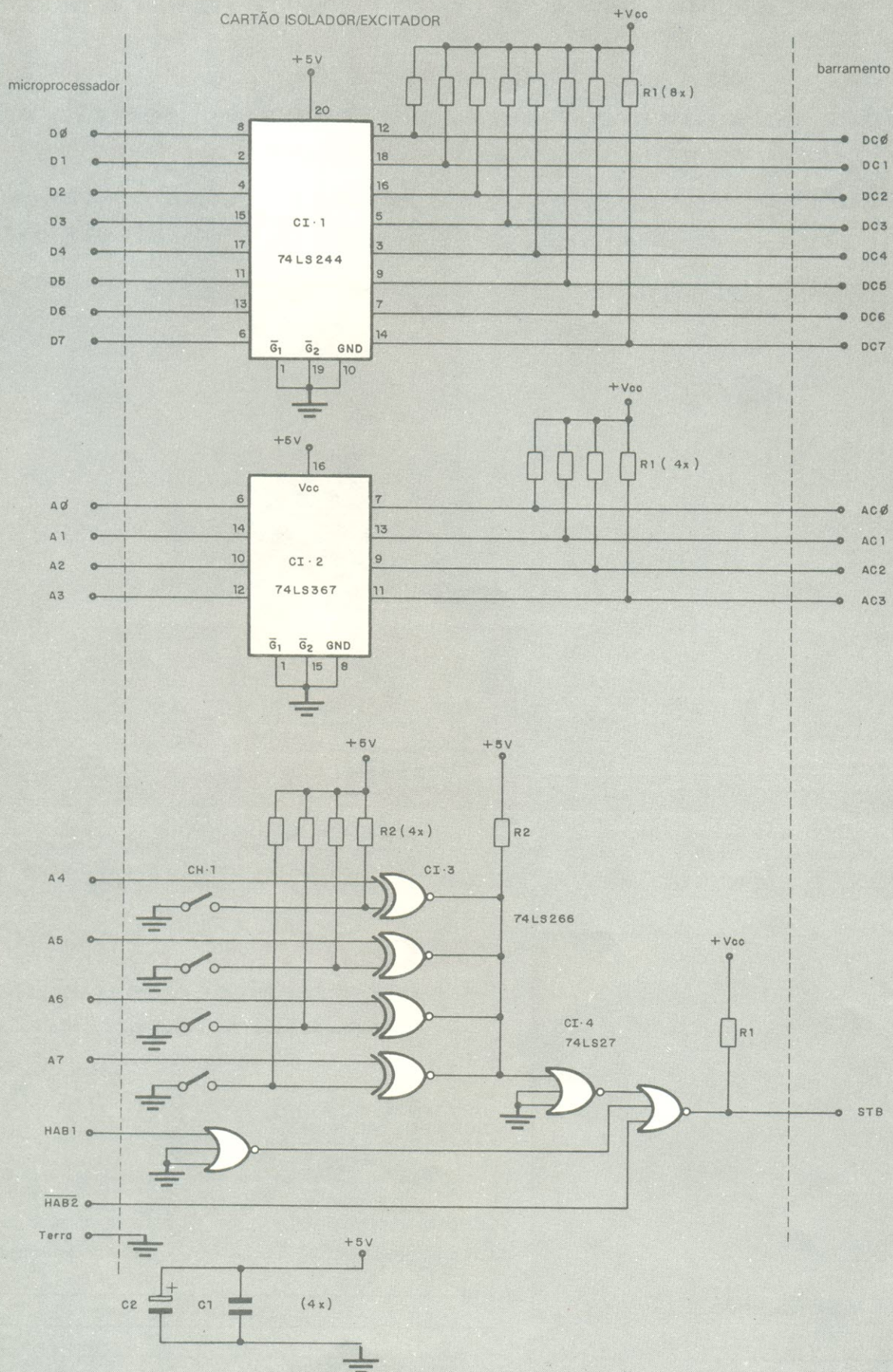


Fig. 3



O circuito do cartão de potência pode ser visto na figura 4. Observe que foi utilizado o mesmo circuito de habilita-

ção, só que agora para a parte baixa dos endereços (XOH a XFH), fazendo lógica com o *strobe*, a fim de reter o dado na trava (74LS373). Esta, por sua vez, vai acionar os relés de estado sólido, que são a malha formada pelo fotoacoplador, pelo transistor Q1, pelos tiristores T1 e T2 e pela ponte retificadora. Cada relé desses aciona uma das cargas, o que perfaz oito relés por placa.

Neste ponto, convém fazer alguns comentários sobre a configuração adotada. Vê-se logo, por exemplo, que não é uma opção barata; mas esse inconveniente foi plenamente compensado, a nosso ver, pela segurança, eficiência (velocidade) e durabilidade oferecidas pelo circuito. Segurança, porque isola galvanicamente a parte lógica da rede elétrica, por meio da optoeletrônica; eficiência e durabilidade, pelo fato de

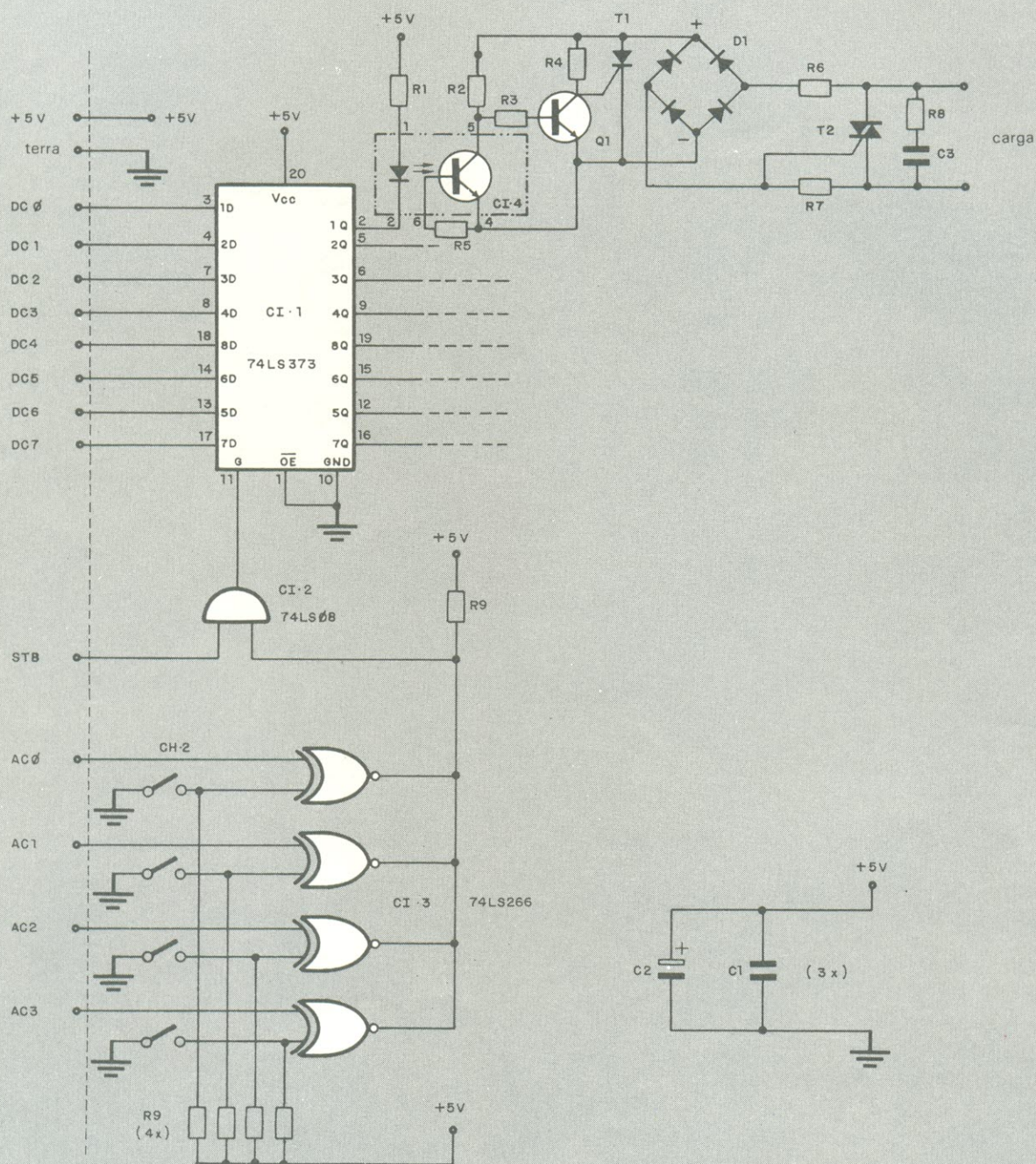


Fig. 4



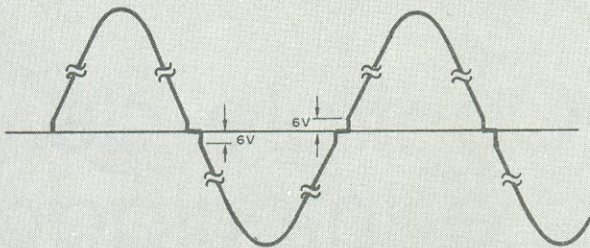


Fig. 5

usar apenas semicondutores, podendo ser chaveado milhares de vezes, a uma velocidade adequada para a aplicação. Vejamos seu princípio de funcionamento.

A rede elétrica é responsável pelo gatilhamento do TRIAC T2, o que se torna possível através da ponte de diodos, que permite a condução de corrente em R6 e R7. Isto, porém, só será viável se a ponte estiver curto-circuitada. Vejamos como isso acontece: quando o LED do fotoacoplador está ativado, o transistor acoplado a ele encontra-se na condição de saturação — cortando então Q1 e possibilitando que a corren-

te flua através de R4, indo disparar o retificador controlado T1. Essa é a condição citada, que permite acionar T2 e, em consequência, ativar a carga.

No caso inverso, ou seja, com o LED apagado, o fototransistor estará cortado e Q1 saturado, evitando a passagem de corrente pela porta de T1; nessas condições, a ponte ficará “aberta” e a carga, desativada.

A forma de onda na carga, com o circuito ligado, não é perfeitamente senoidal, como se pode ver na figura 5, já que os circuitos de acionamento (ou seja, os transistores) exigem cerca de 6 volts para funcionar. No entanto, para fins

práticos, a onda pode ser considerada senoidal, devido à pequena influência dessa distorção.

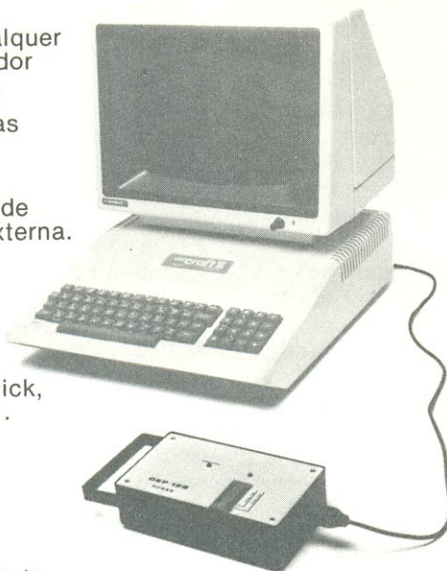
A potência de carga é limitada somente pela corrente nominal do TRIAC, que em nosso caso é de 8 A. Obviamente, só seria possível atingir esse valor mediante a utilização de dissipadores adequados; no caso da *Pólux*, por questões de espaço e segurança, foi respeitada uma boa margem de potência — providência adequada para quem deseja concentrar o máximo de placas em um espaço mínimo no bastidor. Dessa forma, as potências sugeridas, por carga, são 200 watts em 220 V e 100 watts em 110 V. Para valores maiores, aguarde a etapa de testes, na próxima edição, onde serão dadas várias informações a respeito.

Como se pode observar, por fim, as potências envolvidas são de valor considerável, o que vai exigir muito cuidado na fiação e distribuição de energia, a fim de evitar problemas. Para fazer frente a isso, tomamos todas as precauções básicas: além de uma sequência de testes rigorosa, previmos um *fan* in de 1 unidade de carga em todos os pinos de entrada, para não sobrecarregar o micro, isolamento completo da etapa de potência e endereçamento selecionável através de chaves DIP. Não perca o próximo número.

NE

## GRAVADOR de EPROM GEP-128

- Programador Gravador de EPROMs.
- Opera com qualquer microcomputador padrão APPLE.
- Grava memórias 2716, 2732, 2764 e 27128
- Não necessita de alimentação externa.
- Soquete TEXTTOOL de 28 pinos.
- Acoplado no conector Joystick, não ocupa slot.
- Baixo Custo.
- Facilidade de operação.
- Acompanha manual e disquete com programa monitor.



COMPACTO  
19 x 11 x 5 cm



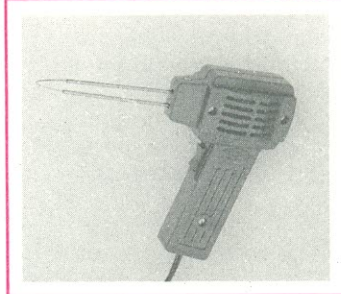
RIFRAN

Rua Dr. Djalma Pinheiro Franco, 971  
Tel.: (011) 562-7433 - Telex 31004 - MIAP BR  
Jardim Prudência - 04378 - São Paulo - SP

## PISTOLA DE SOLDA



É LIGAR E SOLDAR



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi. Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies.

Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril

Osasco - São Paulo

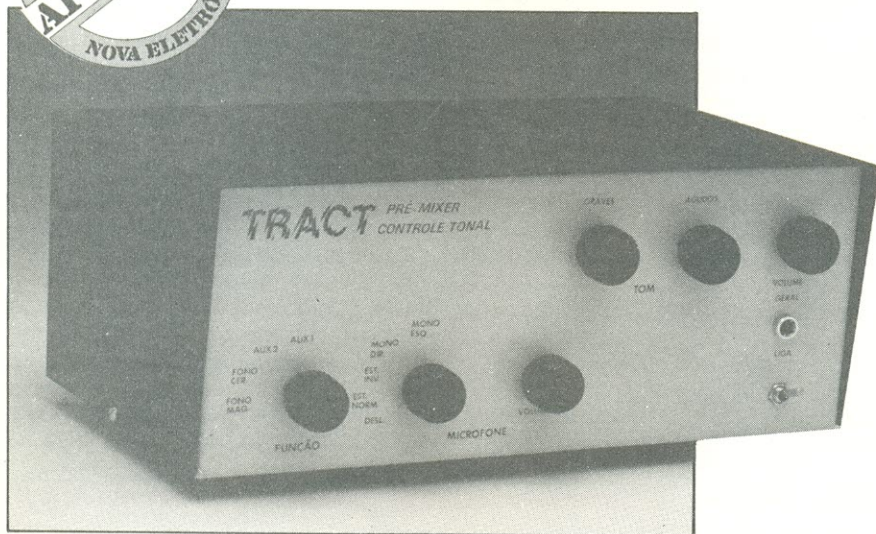
Tel.: 803-3466

PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA

Capa



# Controle de tom e interligações



*Veja aqui as informações para completar a estação de tratamento de sinais, incluindo dicas sobre o gabinete do conjunto*

**V**amos concluir dignamente o sistema TRACT, apresentando um controle de tonalidade à altura do pré-amplificador visto no número anterior. Como o circuito do pré, o controle de tom também é acionado digitalmente, evitando voltas desnecessárias do sinal e, portanto, minimizando a captação de ruídos e a fiação. Esse comando digital permite a operação em três modalidades distintas:

- *estéreo normal* — a entrada de cada canal é ligada à saída correspondente;
- *estéreo inverso* — a entrada de um canal é ligada à saída do outro;
- *mono* — as saídas reproduzem os sinais presentes em ambas as entradas.

Além disso, o circuito foi implementado com os mesmos operacionais de alto desempenho usados no pré — mantendo, assim, o mesmo nível de qualidade na reprodução dos sinais. O sistema TRACT foi projetado para caber num único gabinete, o que justifica o nome “estação de tratamento de sinais”; nada impede, porém, que o pré e o controle de tom sejam utilizados separadamente, de acordo com necessidades específicas.

**O circuito** — Vamos passar diretamente ao diagrama esquemático do “tonalizador”, que aparece na figura 1. Ele é, na verdade, bastante simples. Primeiramente, temos o operacional duplo CI1, encarregado do tratamento tonal, através de dois elos de realimentação em duplo T. Observe que os canais são idênticos na estrutura e que os pares R5/R6 e R7/R8 são potenciômetros duplos, responsáveis pelo ajuste dos graves e agudos (se o montador quiser, poderá optar por quatro potenciômetros simples, ao invés de dois duplos, e assim controlar individualmente o conteúdo harmônico dos canais).

Após o controle tonal e a amplificação de CI1, os sinais passam por um comando de volume, formado pelo potenciômetro duplo R21/R22 (que também pode ser desdobrado em dois controles separados, a vontade). São entregues, então, às chaves analógicas CMOS contidas em CI2, para serem comutados de acordo com as modalidades descritas no início do artigo.

Vamos considerar novamente, como no primeiro artigo, que as entradas de controle desse integrado encontram-se em nível lógico 0 e, assim, os sinais

não podem continuar seu percurso. As saídas de CI2, após os capacitores C11 a C14, de desacoplamento, são somadas por outros dois operacionais, idênticos aos empregados no primeiro estágio. Nessa última etapa, os resistores R33/R34, R25/R26 e R27/R28 são responsáveis pelo ganho dos somadores.

Por fim, desacoplados por C19 e C20 os sinais provenientes dos somadores, temos na saída dois sinais de áudio devidamente pré-amplificados, aptos a excitar praticamente qualquer etapa de potência que aceite uma excursão de 700 mV na entrada.

A alimentação do circuito deverá ser fornecida por uma fonte devidamente regulada, que entregue uma tensão entre 12 e 15 V. Na figura 2, estamos sugerindo o circuito de uma fonte adequada, capaz de alimentar também o pré-amplificador do sistema TRACT. Para garantir um melhor desempenho do conjunto, os capacitores C4 e C5 deverão ser de tântalo, enquanto C2 e C3, de poliéster metalizado — todos de boa procedência, a fim de permitir melhor imunidade a ruídos provenientes da rede. Por último, o dissipador DS1 pode-



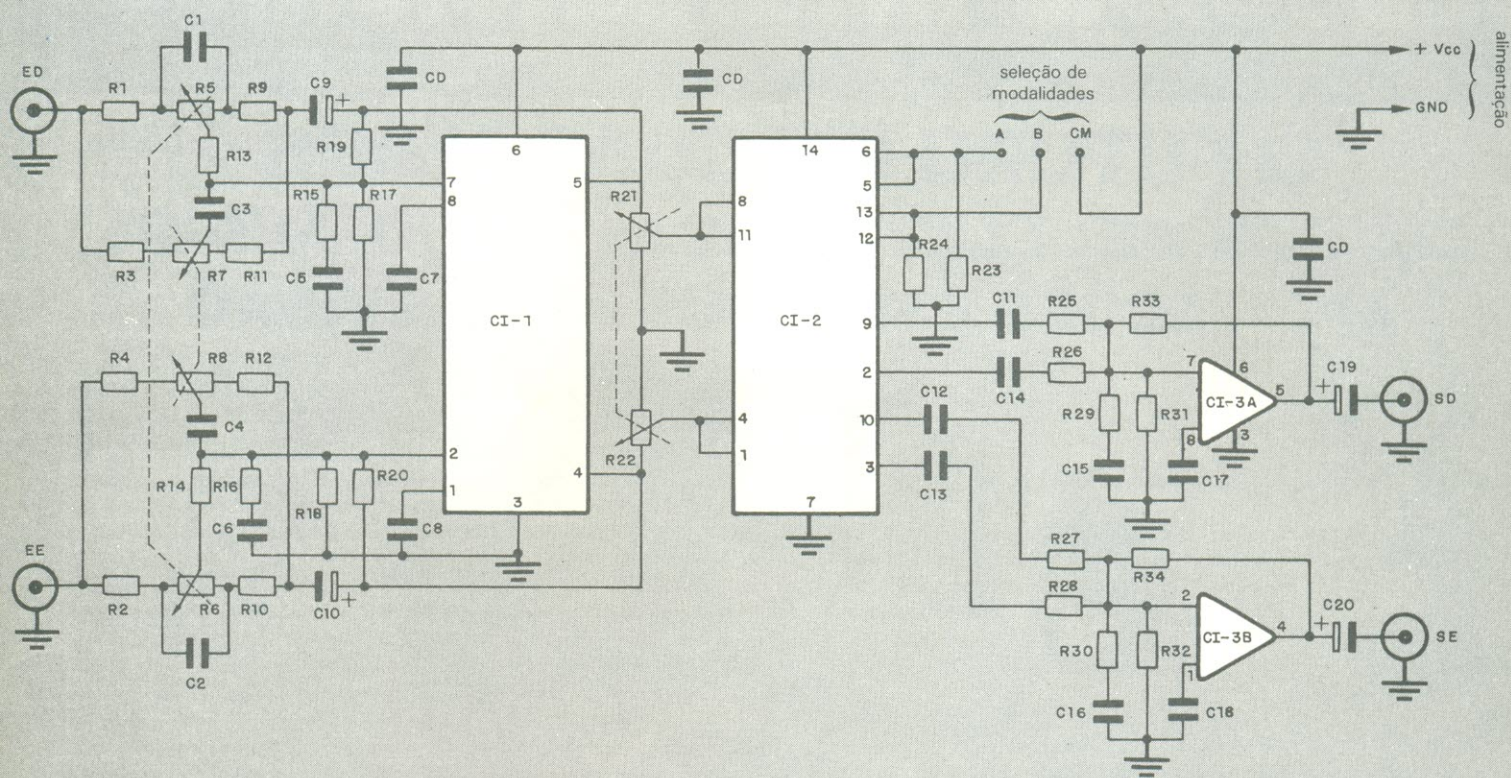
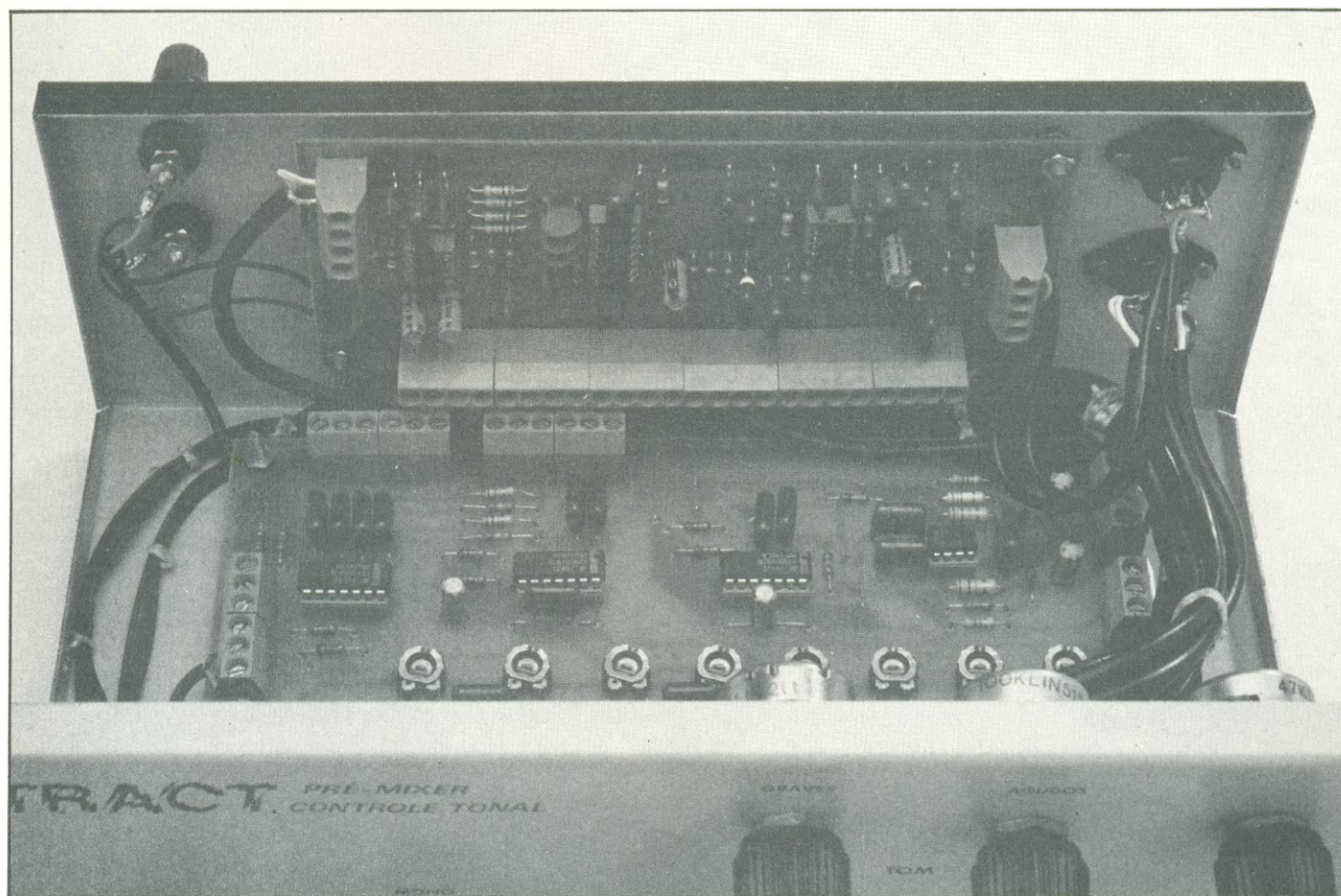


Fig. 1





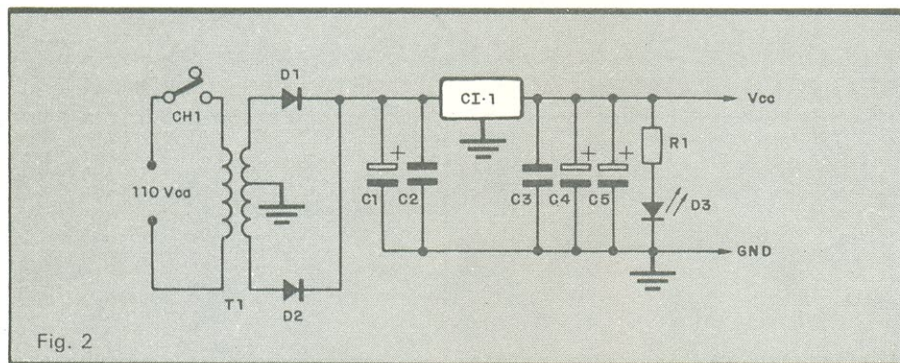


Fig. 2

rá ser uma unidade pequena, de quatro aletas, própria para o encapsulamento do regulador CI1.

**Controle digital** — Durante a análise do circuito, estipulamos que as entradas de controle das chaves CMOS estavam “desligadas”, ou seja, no nível lógico 0. A Tabela 1 nos mostra, agora, a operação de CI2 no circuito, por intermédio da tabela verdade dessas entradas. Observe que o nível lógico 1 corresponde sempre à conexão do terminal CM (comum) à entrada.

Na figura 3, reproduzimos o circuito que realiza as funções da Tabela 1,

através de uma chave rotativa; trata-se de uma sofisticação adicional para o controle de tom, mas de uso opcional. Se para você só interessa a função estéreo normal, basta dispensar essa chave e ligar o ponto A ao ponto CM (como fizemos em nosso protótipo).

Lembre-se, porém, mais uma vez, da possibilidade de substituir essa opção eletromecânica por outra, totalmente eletrônica: um controle por toque, facilmente implementado por meio de um contador tipo 4518/20 ou mesmo de um *flip-flop* duplo tipo 4013, associado a qualquer circuito sensor de toque (para inspirar-se, veja o artigo do Digitotal).

Funções de comando para CI2  
Tabela 1

entradas		função
A	B	
0	0	desligado
0	1	estéreo inverso
1	0	estéreo normal
1	1	mono

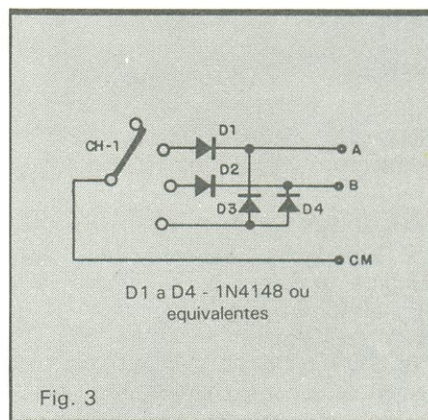


Fig. 3

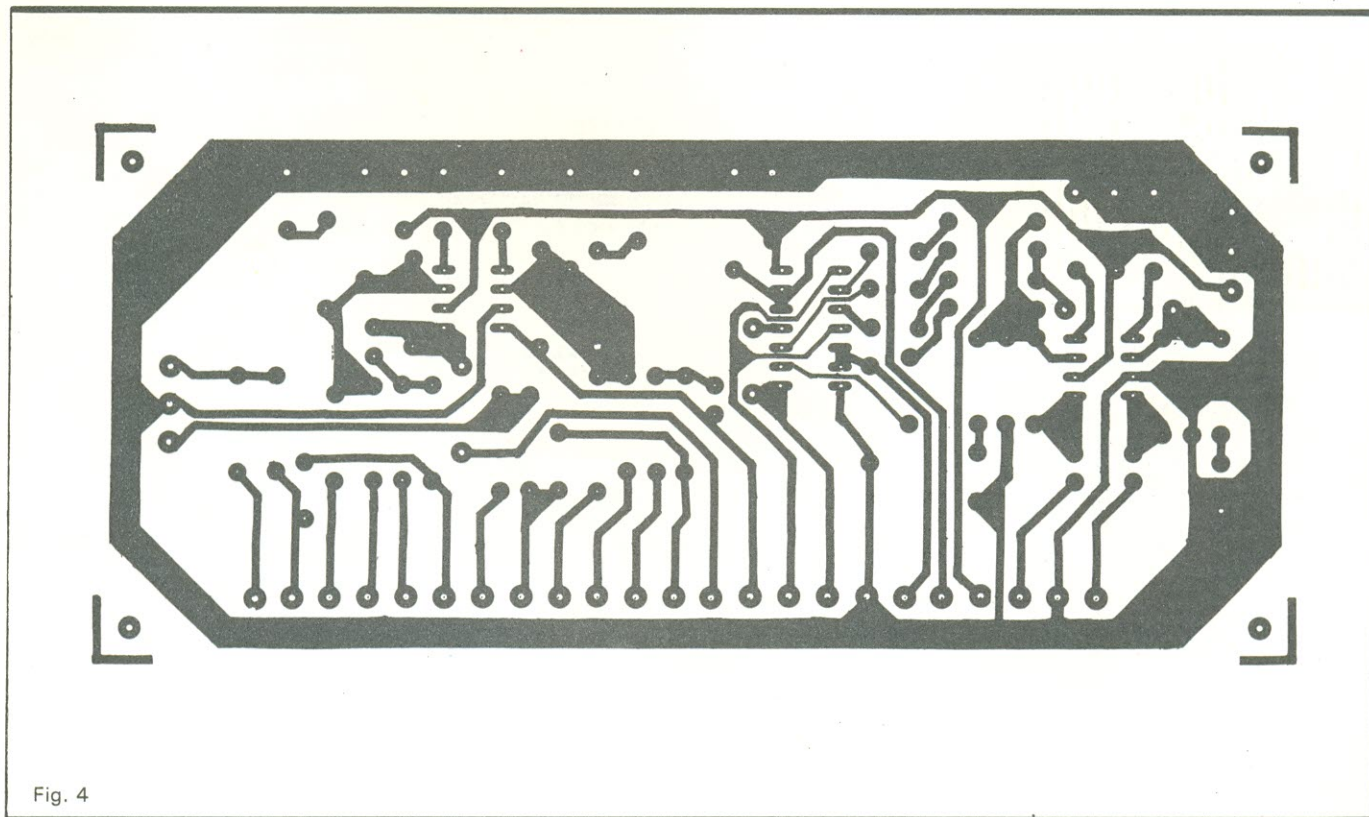


Fig. 4



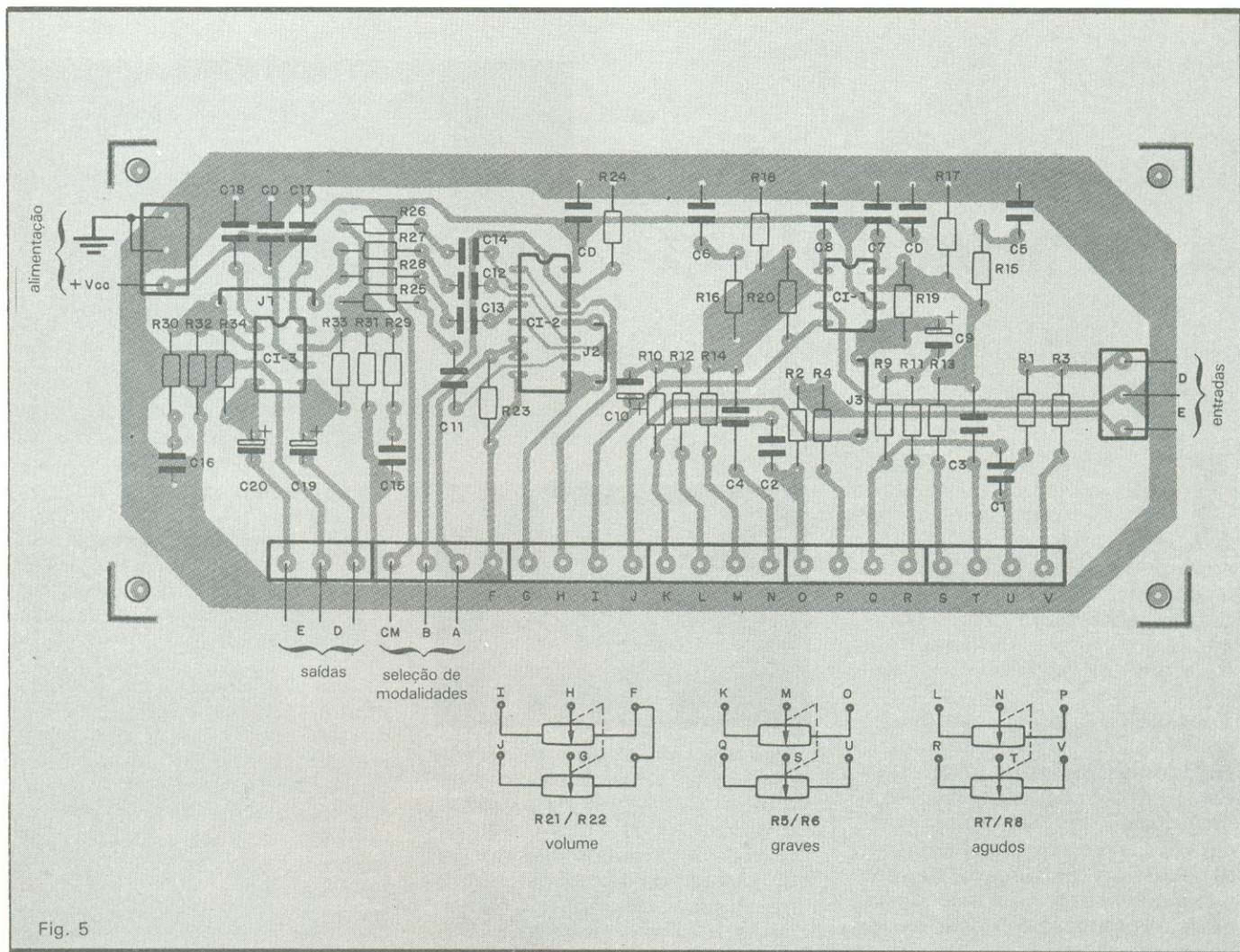


Fig. 5

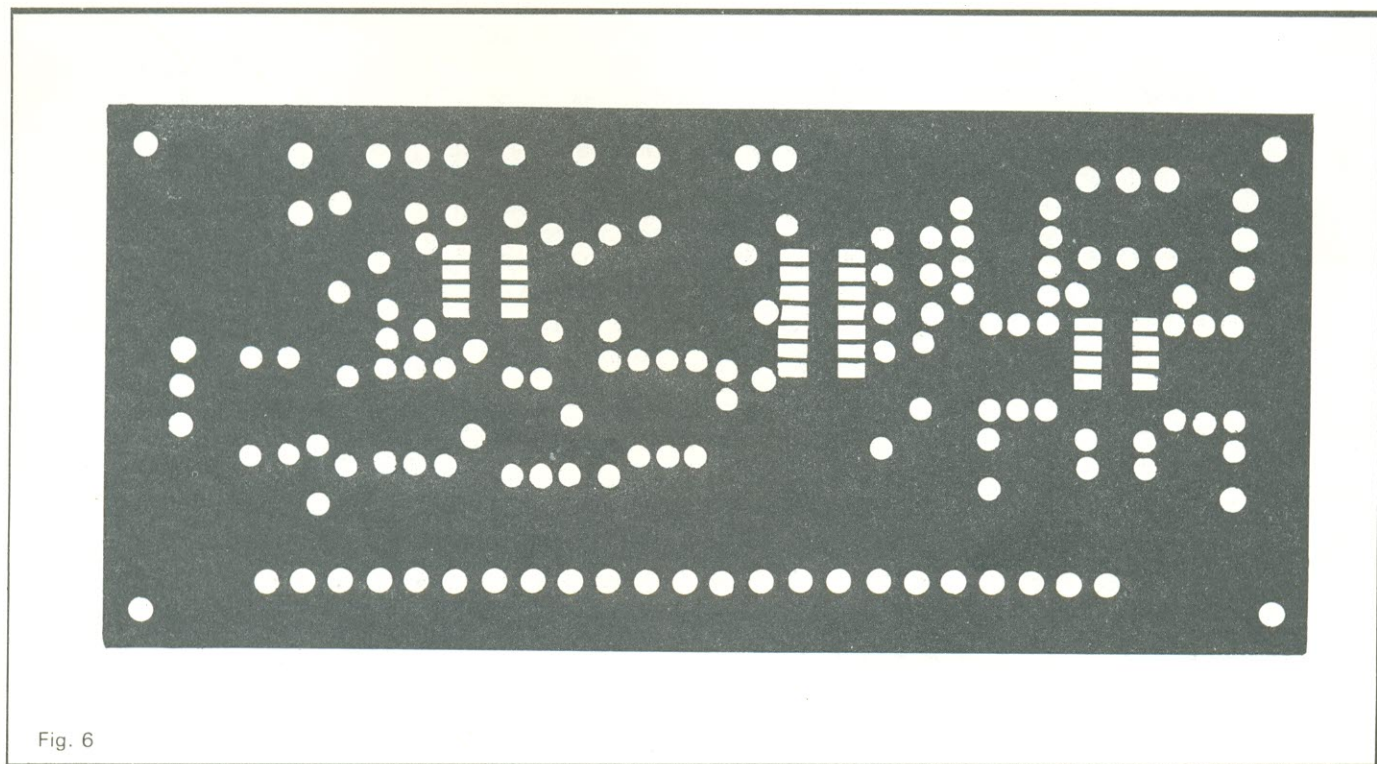
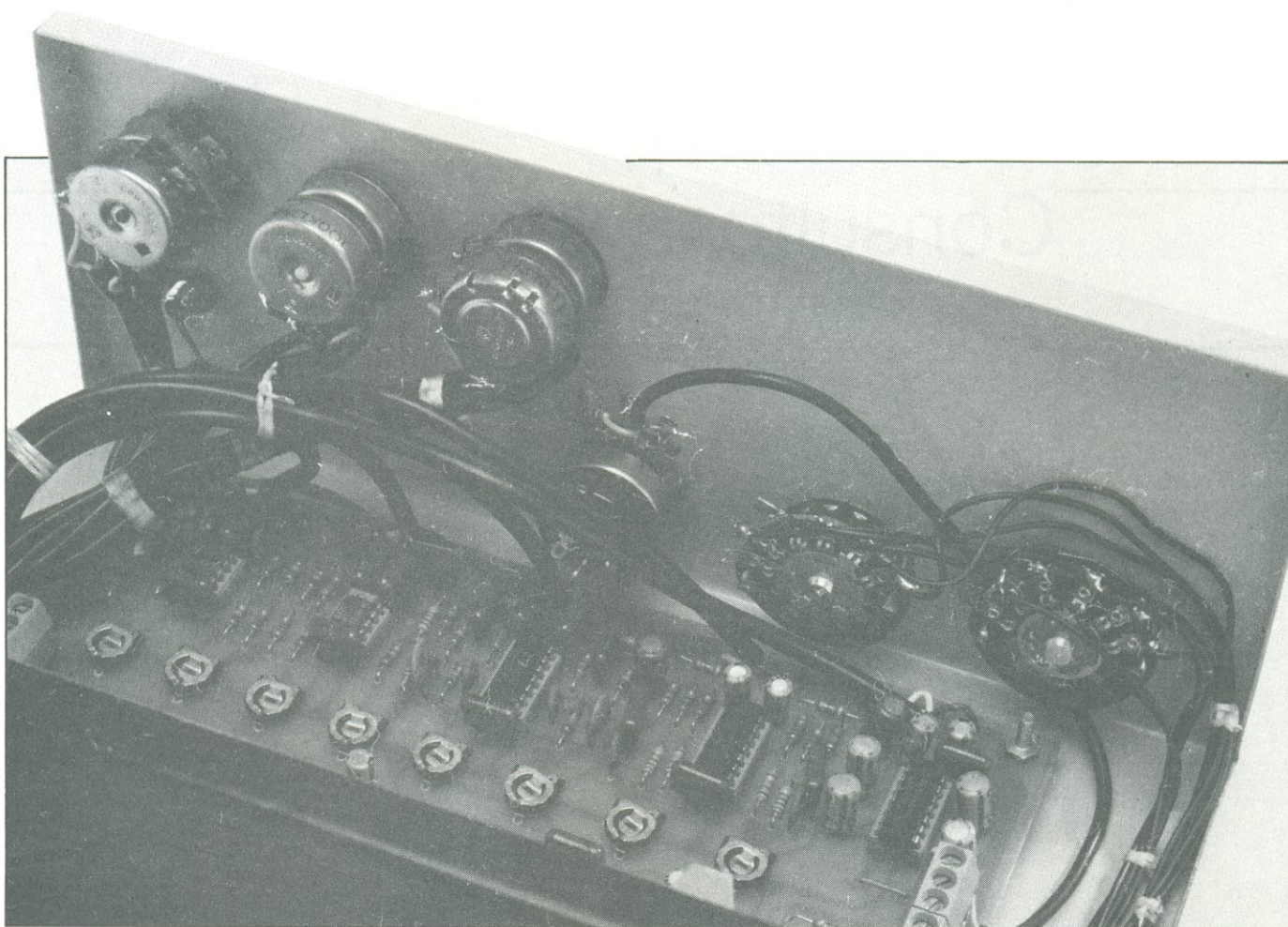


Fig. 6





## Relação de componentes

### Controle de tonalidade

#### RESISTORES

R1, R2, R9, R10, R13, R14 - 18 k $\Omega$

R3, R4, R11, R12 - 10 k $\Omega$

R5/R6 - 100 k $\Omega$  (potenciômetro linear duplo — veja texto)

R7/R8 - 500 k $\Omega$  (potenciômetro duplo linear — veja texto)

R15, R16 - 3,3 k $\Omega$

R17, R18 - 120 k $\Omega$

R19, R20 - 560  $\Omega$

R21/R22 - 47 k $\Omega$  (potenciômetro logarítmico duplo — veja texto)

R23, R24 - 15 k $\Omega$

R25, R26, R27, R28 - 100 k $\Omega$

R29, R30 - 270 k $\Omega$

R31, R32 - 82 k $\Omega$

R33, R34 - 390 k $\Omega$

Obs.: todos de 1/8 W, 5%

#### CAPACITORES

C1, C2 - 33 nF/250 V (poliéster metalizado)

C3, C4 - 1,5 nF/250 V (idem)

C5, C6 - 2,2 nF/250 V (idem)

C7, C8, C11 a C14, C17, C18, (3x)C<sub>D</sub> - 100 nF/250 V (idem)

C9, C10, C19, C20 - 1  $\mu$ F/25 V (tântalo)

C15, C16 - 39 pF (cerâmico ou plate)

### SEMICONDUCTORES

CI1, CI3 - LM387

CI2 - 4066B

### DIVERSOS

Cabo blindado para conexões

Tomadas RCA

Placa de circuito impresso

Caixa para o sistema TRACT

Knobs para as chaves e potenciômetros

Chave rotativa 1 pólo/3 posições (veja texto)

### Fonte de alimentação

R1 - 1 k $\Omega$  — 1/4 W

C1 - 2 200  $\mu$ F/35 V (eletrolítico)

C2 - 100 nF/250 V (poliéster metalizado)

C3 - 10 nF/250 V (idem)

C4 - 10  $\mu$ F/35 V (tântalo)

C5 - 1  $\mu$ F/35 V (idem)

D1, D2 - 1N4004

D3 - LED vermelho comum

CI1 - 7815

Transformador 110/220 V,

16 + 16 V — 500 mA

CH1 - chave 1 pólo/2 posições

DS1 - dissipador pequeno de 4 aletas

**Montagem** — Acreditamos que a implementação do controle de tom não trará grandes dificuldades ao montador, uma vez que os componentes são de fácil aquisição e o projeto da placa já está pronto, podendo ser visto nas figuras 4, 5 e 6. Como na placa do pré, ela é capaz de alojar todos os componentes, com exceção da chave e dos potenciômetros. O que você vê na figura 6 é a máscara de solda do circuito impresso, caso queira dar um acabamento mais sofisticado à sua montagem.

Ainda como no caso do pré-amplificador, é conveniente fazer todas as interligações (com exceção da chave) através de cabinhos blindados de boa qualidade. A fonte sugerida deve ficar, de preferência, fora da caixa onde serão instalados o pré e o controle de tom, a fim de evitar as induções espúrias que poderiam ser provocadas pelo transformador.

Como já dissemos, o pré e o controle tonal foram feitos para trabalhar em conjunto. Nada mais lógico, portanto, do que colocá-los lado a lado no mesmo gabinete. As fotos que ilustram o artigo podem servir de sugestão aos montadores que desejem fazer um sistema semelhante ao nosso protótipo.

NE



# Consultoria Industrial da Nova Eletrônica

*Técnicos e engenheiros de manutenção  
na indústria podem dispor agora de  
um serviço de informações à distância*

**L**ogo que tive meu primeiro contato com a indústria, pude perceber o problema causado pelo acúmulo de coisas extremamente simples, que, somadas quase sempre a uma enorme desorganização, levavam o profissional de manutenção a trabalhar quase que exclusivamente com "macetes" de máquina. Devida, em geral, a um crescimento muito rápido da empresa, essa desorganização afetava principalmente a documentação técnica, gerando profissionais desinformados, em especial na eletrônica, na parte de componentes.

Ocorria então que, quando algum pequeno problema, em meio a dezenas de outros semelhantes, tornava-se grande, causando prejuízos à produção, só então aparecia alguém e solicitava providências urgentes — ou seja, "pra ontem".

É claro que, por outro lado, existem muitas empresas que têm consciência há muito tempo de quão importante é a organização dessa área, além do fácil acesso à informação e do aprimoramento técnico — importantes na rea-

valiação de antigos métodos e apresentação de novos, mais eficientes. Em certos casos, porém, o profissional responsável pela área coloca essas tarefas em segundo lugar na sua lista de prioridades, pois julga que a produção deve vir antes de qualquer outra coisa. Assim também ocorre com a maioria dos administradores e empresários, embora saiba de casos em que departamentos inteiros funcionam só para "manter a casa em ordem..."

Então paro e penso como deve ser o dia-a-dia de engenheiros ou mesmo de técnicos eletrônicos trabalhando em indústrias de pequeno ou até de médio porte em pleno crescimento. Imagino que fiquem torcendo para que o dia tenha 36 horas — principalmente aqueles situados em pontos estratégicos das empresas.

A coisa toda deve ficar um pouco pior quando a solução é visivelmente eletrônica, mas, por razões diversas (geralmente de recursos), o profissional "faz tudo" é um excelente engenheiro mecânico ou, quem sabe, um ótimo químico...

**Filosofia da seção** — Hoje, como gerente-geral de uma empresa em São José dos Campos, no Estado de São Paulo, tenho como um dos objetivos a prestação de serviços — que ajude esses profissionais a resolver problemas específicos ou simplesmente os resolvam para eles. Assim, acredito que o empresário ou administrador possa aplicar seu tempo na solução de problemas estratégicos da empresa, deixando os obstáculos técnicos a cargo de especialistas que estão habituados a resolvê-los.

Pensando em tudo isso, resolvemos, eu e a equipe da *Nova Eletrônica*, abrir um espaço na revista para responder a consultas de profissionais que buscam informações precisas a respeito de componentes, equipamentos e instrumentos típicos da indústria, mas sempre em casos relacionados com a eletrônica.

**Os mecanismos** — Participar dessa iniciativa é bastante simples: basta escrever para o meu endereço, identificando as cartas da seguinte forma:



Consultoria Industrial NE

R. João Cursino, 33

12.243 — S. José dos Campos — SP

Como sei que esse tipo de consulta envolve, em geral, casos urgentes, procurarei responder pelo correio todas as cartas recebidas. Reservamo-nos o direito, porém, de publicar na *Nova Eletrônica*, mensalmente, todos os casos considerados de interesse geral. Dessa forma, poderei atender a problemas específicos rapidamente e, ao mesmo tempo, levar as mais diversas informações ao conhecimento de milhares de leitores. Não esqueça, porém, de enviar, a cada consulta, um envelope selado para resposta.

**Um exemplo típico** — Veja, a seguir um caso de consulta técnica que selecionei para ilustrar melhor o objetivo desta nova seção. Reproduzi um trecho da carta de Alan Carlos Giese, engenheiro de sistemas da Johnson & Johnson:

"(...) Basicamente, temos alguns sensores óticos, que devem ser conecta-

dos a módulos contadores, cujo objetivo é mostrar, a uma distância de aproximadamente 50 metros, a velocidade da linha de produção. Os módulos instalados nas próprias máquinas estão funcionando razoavelmente bem, mas algumas vezes apresentam problemas de operação. Mas os que estão colocados a distância recusam-se terminantemente a funcionar. Tudo leva a crer que o problema principal esteja relacionado a uma indução de 60 Hz muito forte nos cabos de conexão, entre os sensores e os contadores (...)"

No início da carta, o eng.º Alan dizia ter mandado os circuitos em anexo à mesma. Na época, analisei os circuitos enviados e concluí que o problema devia-se mesmo à indução dos 60 Hz e que os estágios de entrada e saída do contador e do sensor, respectivamente, não estavam convenientemente dimensionados. Sugeri, então, a utilização dos integrados 75107 e 75110 como excitador e receptor do cabo, respectivamente, além do uso de um cabo do tipo par trançado.

NE

# NOVA ELETRONICA



**MAIS QUE  
UMA REVISTA TÉCNICA,  
UMA FONTE INESGOTÁVEL  
DE CONHECIMENTOS**

# C&K 100% Nacional!

É isso aí!

Agora no BRASIL você dispõe do Tradicional Padrão Tecnológico C & K somado à confiabilidade de Atendimento ALFATRONIC.



## ALFATRONIC S.A.

Av. Rebouças, nº 1498 Cep 05402 São Paulo — S.P.  
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR



# Sistemas de controle eletrônicos

*Concluindo o estudo das ações básicas de controle, abordamos a ação derivativa, que atua diretamente na taxa de crescimento da variável controlada*

Nesta terceira e última parte do artigo sobre o sistema de controle PID, estudaremos a sua terceira parcela — a derivativa. Nos sistemas de controle industriais normalmente são utilizadas seis ações básicas de controle:

- duas posições ou ON-OFF;
- proporcional (P);
- integral (I);
- proporcional + integral (PI);
- proporcional + derivativa (PD);
- proporcional + integrativa + derivativa (PID).

No estudo das características básicas de cada uma destas ações, já detalhamos as quatro primeiras, faltando apenas o estudo mais aprofundado do termo derivativo. As características básicas das ações já abordadas são relembradas a seguir:

**ON-OFF** — Quando a variável controlada alcança um valor preestabelecido, a variável controladora é desligada, e quando ela atinge um valor limite, a controladora é novamente ligada. Este tipo de controle apresenta constantes ligamentos e desligamentos, o que geralmente reduz a sua vida útil, além de apresentar uma histerese diferencial que nem sempre pode ser aceita como funcional para os sistemas mais críticos (fig. 1).

**Proporcional** — É a mais simples de

todas as ações de controle e, por isso, seu uso é bastante comum nos ambientes industriais. Sua limitação básica está na incidência do chamado “erro proporcional”, que só pode ser diluído com o aumento do ganho proporcional, o que muitas vezes implica oscilações do sistema.

**Integral** — Esta ação dificilmente é utilizada de forma única, estando quase sempre acompanhada da proporcional. Ela realiza basicamente uma função acumulativa do erro existente e propicia a sua anulação, após um determinado tempo de funcionamento. Geralmente denominada ação de restabelecimento, a integral funciona como um filtro para as altas variações que ocorrem no sistema. Ela normalmente apresenta baixa velocidade (taxa de restabelecimento) de atuação.

A figura 2 contém dois diagramas que mostram um degrau na variável controlada e de que forma se altera a variável controladora nas ações proporcional, integral e integral + proporcional.

**Ação derivativa** — Costuma ser denominada ação de taxa ou controle de taxa, pois atua diretamente na taxa de crescimento da variável controlada. Esta ação é proporcional à derivada do erro existente entre a variável controlada e a de referência.

Em nosso exemplo do canhão (controle de posição), a variável controlada corresponde à posição, enquanto a de referência equivale à posição dada pela mira do canhão. O erro consiste no desvio entre as duas grandezas. A derivada do erro representa em termos gerais a velocidade de crescimento do mesmo, ou, em caso de valores negativos, a sua taxa de queda.

A figura 3 apresenta o diagrama da variável controlada, sofrendo um des-

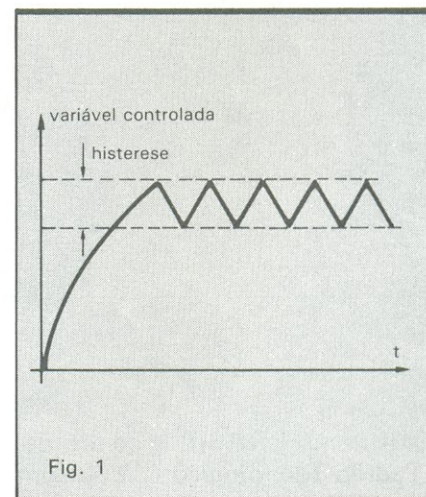


Fig. 1

Representação da histerese no controle ON-OFF.



vio da posição de referência em forma de rampa; mostra ainda como esta variável se comporta no tempo. Observe que, na ação proporcional, a variável controladora cresce na mesma razão que a rampa. Com a ação da derivada aparece um degrau e, em seguida, um crescimento quadrático na ação do PID.

Como é possível constatar, a ação de controle derivativa tem a enorme vantagem de prever as variações, operando antecipadamente a variável controladora (degrau). O controle proporcional tem a vantagem de ser antecipatório, mas apresenta um problema: a amplificação dos sinais de ruído, que provoca o efeito de saturação ou oscilações. Outra observação importante é que esta ação nunca pode atuar sozinha, pois só causa efeitos durante as variações ou transitórios.

**Um exemplo** — Para melhor compreendermos os efeitos analisados anteriormente, vamos estudar um sistema próximo do real, ou seja, o nosso canhão. Consideremos, inicialmente, o terceiro programa que está apresentado na primeira parte deste artigo (NE 107). Veja que levamos em conta a ação derivativa e, portanto, os resultados obtidos são por ela caracterizados. O ideal para uma comparação é que o leitor verifique como eram os resultados sem a ação derivativa.

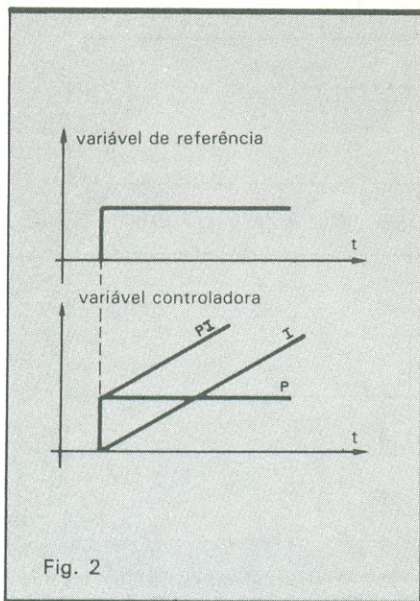
Iniciamos o processo de inclusão do termo derivativo com um ganho 10 e,

a seguir, colocamos ganhos 20 e 50.

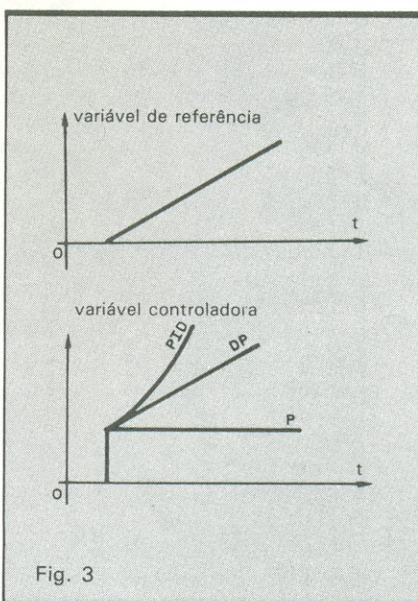
Observe que, a cada elevação, registramos uma melhora da resposta ao degrau, e que, quando temos ganho 50, elevamos o ganho proporcional para melhorar o "erro proporcional". Em caso de se observar uma maior oscilação, inicia-se novamente o processo de incremento no ganho derivativo até obter um resultado razoável com os ganhos proporcional = 500, integral = 10 e derivativo = 200 (veja fig. 4).

O processo de ajuste fino é o que completa o processo de ajuste do controle até que o resultado seja totalmente satisfatório. Compare os primeiros resultados com os conseguidos até agora e verifique a sensível melhora que obtivemos. O tempo de atraso no ajuste do canhão ficou muito pequeno e agora só é limitado pela velocidade máxima que o motor pode atingir. Este processo de ajuste que fizemos (simulamos) é empregado normalmente nos controladores PID que existem nas indústrias, sendo que neles o ajuste é efetuado em campo, pois suas características dependem em grande parte do sistema dinâmico no qual está acoplado o motor.

Esta ação de controle é normalmente empregada em qualquer tipo de sistema — desde os elétricos, como motores e geradores, até os hidráulicos e pneumáticos, como atuadores e servoválvulas. A ação básica é sempre a mesma; o que muda é a forma como o sistema aparece.



Ação de controle proporcional + integral.



Ação de controle PID.

## COMUNICAÇÕES ELETRÔNICAS

REFERENCE MANUAL FOR TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING — 1984 — Freeman	Cz\$ 1.950,00
TELECOMMUNICATION TRANSMISSION HANDBOOK — 2ND EDITION — Freeman	Cz\$ 1.495,00
COMPUTER AND TELECOMMUNICATIONS HANDBOOK — Maynard	Cz\$ 445,00
A PRACTICAL INTRODUCTION TO LIGHTWAVE COMMUNICATIONS — Mims III	Cz\$ 310,70
ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS — 3RD Edition — Kennedy	Cz\$ 232,70
ELECTRONIC COMMUNICATION — 4TH EDITION — Shrader	Cz\$ 310,70
COMMUNICATIONS CABLES AND TRANSMISSION SYSTEMS — Schubert	Cz\$ 1.168,70
INTERFERENCE SUPPRESSION TECHNIQUES FOR MICROWAVE ANTENNAS AND TRANSMITTERS — Freeman	Cz\$ 1.508,00
THE DESIGN OF IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS FOR RADIO-FREQUENCY AND MICROWAVE AMPLIFIERS — Abrie	Cz\$ 1.872,00
MICROWAVE IMAGING WITH LARGE ANTENNA ARRAYS — RADIO CAMERA PRINCIPLES AND TECHNIQUES — Steinberg	Cz\$ 975,00
MICROWAVE SOLID-STATE DEVICES Liao	Cz\$ 1.116,70
MICROWAVE FIELD EFFECT TRANSISTORS — THEORY, DESIGN AND APPLICATIONS — Pengelly	Cz\$ 1.298,70
PRACTICAL MICROWAVES — Lavergheta	Cz\$ 1.038,70
MICROWAVE TECHNOLOGY — Pehl	Cz\$ 1.716,00
FOUNDATIONS FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESIGN — Edwards	Cz\$ 908,70
COMMUNICATION AND RADAR SYSTEMS — Tzannes	Cz\$ 1.038,70
RADAR CROSS SECTION — Knott	Cz\$ 1.200,00
RADAR DETECTION — DiFranco	Cz\$ 1.898,00
ELECTRONIC INTELLIGENCE: THE INTERCEPTION OF RADAR SIGNALS — Wiley	Cz\$ 1.716,00
MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS ANALYSIS AND DESIGN — Gonzalez	Cz\$ 960,70
MICROSTRIP LINES AND SLOT LINES — Gupta	Cz\$ 1.690,00
COMPUTER-AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS — Gupta	Cz\$ 2.236,00
MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS — Frey	Cz\$ 1.404,00
MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES — Matthaei	Cz\$ 2.470,00

## MANUAIS

PHILIPS	— Book IC14N — MICROPROCESSORS, MICROCONTROLLERS AND PERIPHERAL BIPOLAR MOS — (New Series) — 1985	Cz\$ 280,00
	— Part 4 — DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS CMOS HE4000B FAMILY — 1983	Cz\$ 195,00
	— Book S10 — WIDEBAND TRANSISTOR AND WIDEBAND HYBRID IC MODULES — 1985	Cz\$ 100,00
	— Book S11 — MICROWAVE TRANSISTORS — 1985	Cz\$ 90,00
NATIONAL	— CMOS DATABOOK — 1984	Cz\$ 600,00
	— INTERFACE BIPOLAR LSI BIPOLAR MEMORY PROGRAMMABLE LOGIC DATABOOK	Cz\$ 600,00
	— TRANSISTOR DATABOOK — 1982	Cz\$ 300,00
	— LINEAR SUPPLEMENT DATABOOK — 1984	Cz\$ 350,00
	— MOS MEMORY DATABOOK — 1984	Cz\$ 300,00

## ELETRÔNICA INDUSTRIAL

POWER ELECTRONICS — Lander	Cz\$ 355,00
A BASIC GUIDE TO POWER ELECTRONICS — Kloss	Cz\$ 908,70
ELECTRONIC AND SWITCHING CIRCUITS — Bozic	Cz\$ 266,00
AN INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS — Bird	Cz\$ 1.246,70
ELETRÔNICA INDUSTRIAL: TÉCNICAS DIGITAIS — Aldana	Cz\$ 337,50
ELETRÔNICA INDUSTRIAL COMPONENTES Y CIRCUITOS BÁSICOS — Ceac	Cz\$ 495,00
ELETRÔNICA INDUSTRIAL: TÉCNICAS DE POTÊNCIA — Gualda	Cz\$ 450,00
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA — Ramshaw	Cz\$ 240,00
TIRISTORES Y TRIACS — Lilen	Cz\$ 360,00
ELETRÔNICA INDUSTRIAL — Almeida	Cz\$ 69,00
ELETRÔNICA INDUSTRIAL — CIRCUITOS E APLICAÇÕES — Fignini	Cz\$ 70,00
ELETRÔNICA INDUSTRIAL — Servomecanismos Teoria da Regulação Automática — Fignini	Cz\$ 52,00

## PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

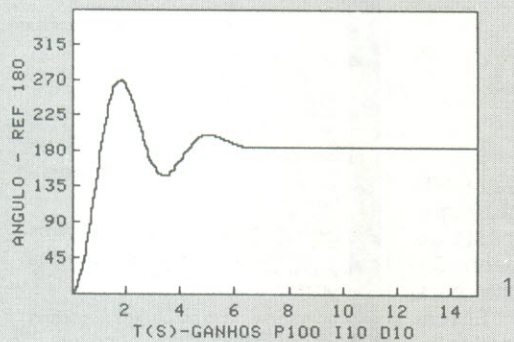
Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cr\$ 20.000 (VARIG: Cr\$ 50.000). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cr\$ 2.000 para as despesas de despacho pelo correio.

**SOLICITE  
CATÁLOGO**

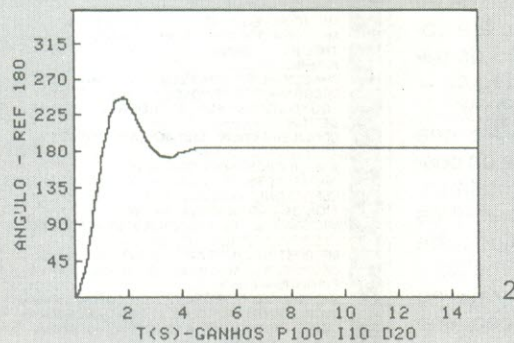
**LITEC**

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA  
Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP  
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869

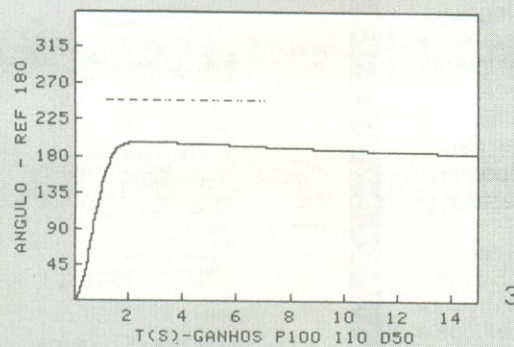




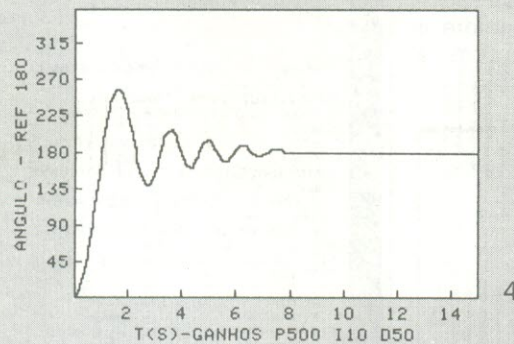
1



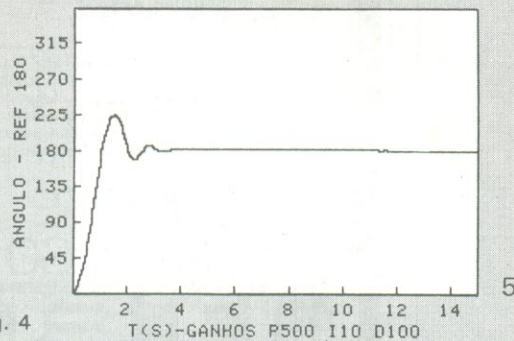
2



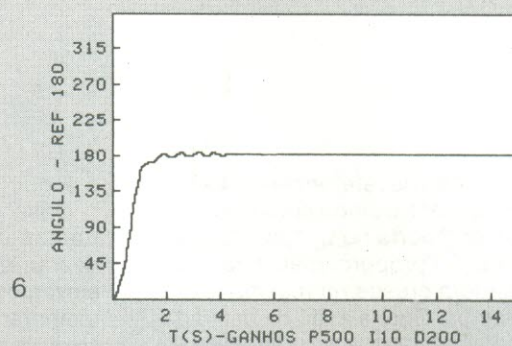
3



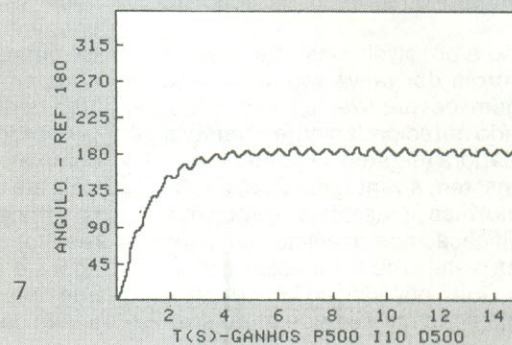
4



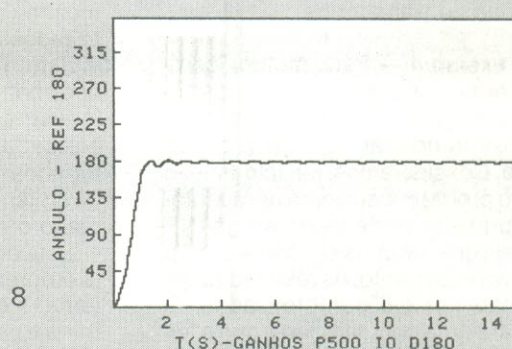
5



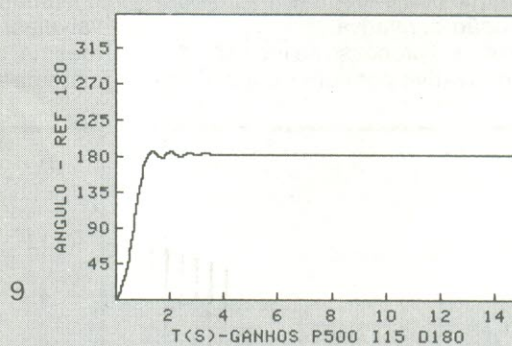
6



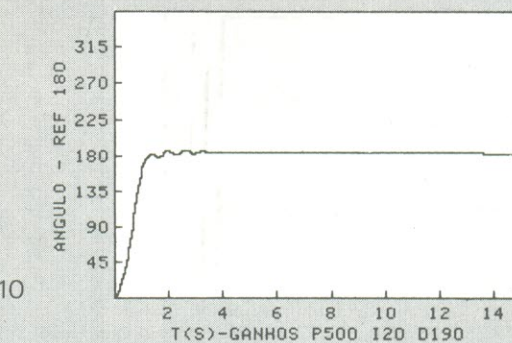
7



8



9



10

Fig. 4

Evolução na resposta ao degrau, com o incremento dos ganhos proporcional (P), integral (I) e diferencial (D).



# ARGOS- IPOTEL

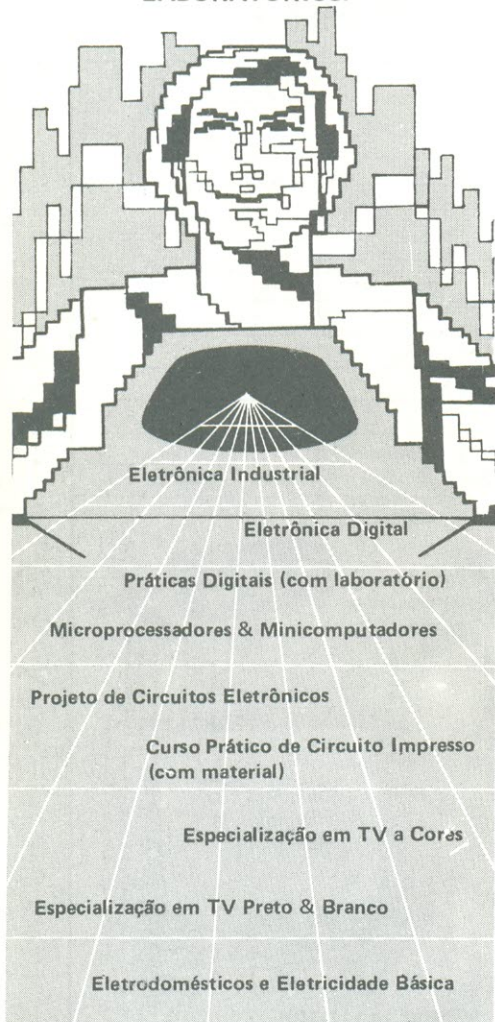
## CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

### TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.  
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome \_\_\_\_\_

Endereço \_\_\_\_\_

Cidade \_\_\_\_\_ CEP \_\_\_\_\_

Curso \_\_\_\_\_

Ao nos escrever indique o código NE

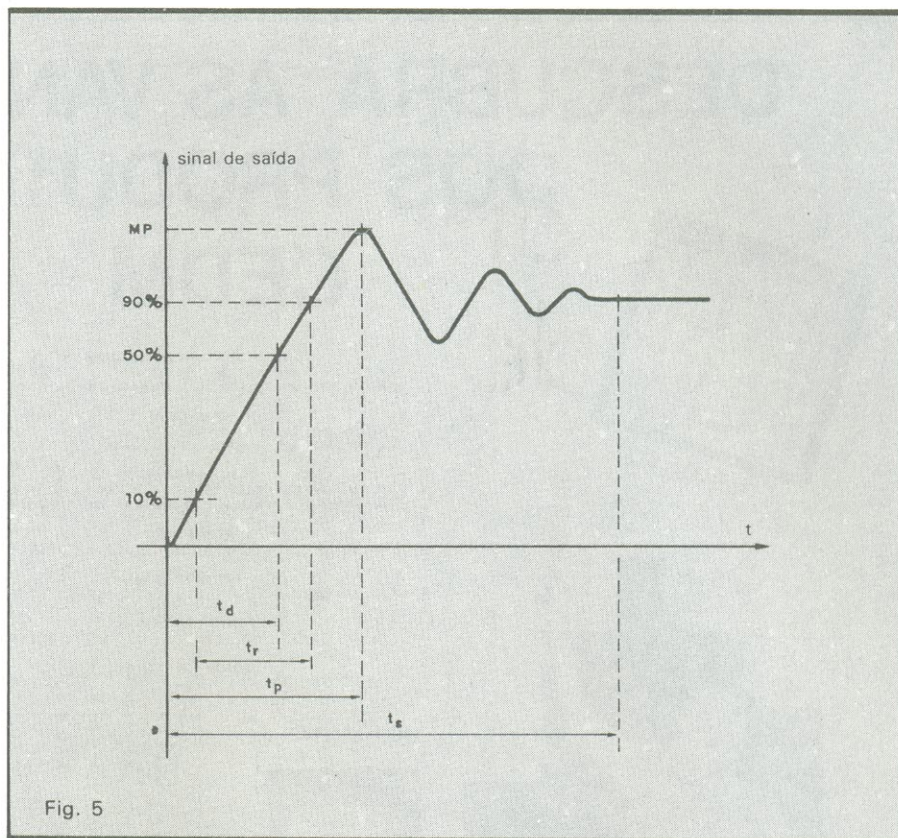


Fig. 5

Representação gráfica dos parâmetros das especificações.

**Compensação do sistema** — Cabe fazer agora uma pergunta: como saber se o sistema está bem compensado ou não?

Na maioria dos casos práticos, as características de desempenho são especificações no tempo, ou seja, sistemas com armazenamento de energia não podem responder instantaneamente, tendo as suas respostas transitórias sempre sujeitas a perturbações. Normalmente, estipula-se um dos três tipos de entrada ou perturbação: *impulso*, *degrau* e *rampa*.

A resposta ao impulso é muito interessante, pois podemos provar matematicamente que ela representa a função de transferência de um dado sistema. Assim, quando temos que compensar um sistema que não conhecemos completamente, utilizamos a resposta ao impulso para levantar todas as suas características. A grande dificuldade é obter-se um impulso, já que este deve ter amplitude infinita e duração nula — e isto nunca é possível, o que causa certas discrepâncias que só aparecem para determinados sinais de entrada.

A resposta à rampa apresenta a mesma dificuldade, pois não conseguimos criar uma rampa que seja infinita, e isso atrapalha na hora da coleta dos resultados de saída.

Na grande maioria das vezes, utilizamos como sinal de entrada o degrau,

já que ele pode ser criado facilmente e ainda existe a possibilidade de conhecermos as outras respostas, através de um processo matemático de cálculo. As especificações da resposta de um sinal degrau são: *tempo de atraso*, *tempo de subida*, *instante do pico*, *sobre-sinal máximo* e *tempo de acomodação*. Estas especificações estão definidas graficamente na figura 5. Normalmente, elas são conceituadas da seguinte forma:

- *tempo de atraso* ( $t_d$ ): tempo necessário para a resposta alcançar pela primeira vez a metade do valor real;
- *tempo de subida* ( $t_r$ ): tempo necessário para a resposta passar de 10 a 90% do seu valor final;
- *instante do pico* ( $t_p$ ): tempo necessário para a resposta alcançar pela primeira vez o pico de sobre-sinal;
- *sobre-sinal* ( $M_p$ ): é o máximo percentual que a resposta alcança em relação ao sinal real;
- *tempo de acomodação* ( $t_s$ ): tempo necessário para o sinal de resposta acomodar-se no seu valor real.

O critério de definição destes parâmetros é estabelecido com base no sistema com que você irá trabalhar. Há casos em que as folgas são grandes, e assim estes valores têm maior liberdade de ação. Em outras situações não pode existir nenhuma variação e o sistema deve ser muito rápido, exigindo um trabalho mais aprimorado de controle.

NE



# Nestor grava EPROMs de 8 k e 16 k com circuito auxiliar

**N**a edição n.º 98, à página 4, sugeri uma modificação para o gravador de EPROMs do Nestor, publicado no n.º 93; com tal alteração, podem-se programar outras memórias, como a 2732 e a 2732A. Prometi, na ocasião, melhorar ainda mais o circuito, para programar EPROMs 2764 (de 8 kbytes) e até mesmo 27128 (de 16 kbytes).

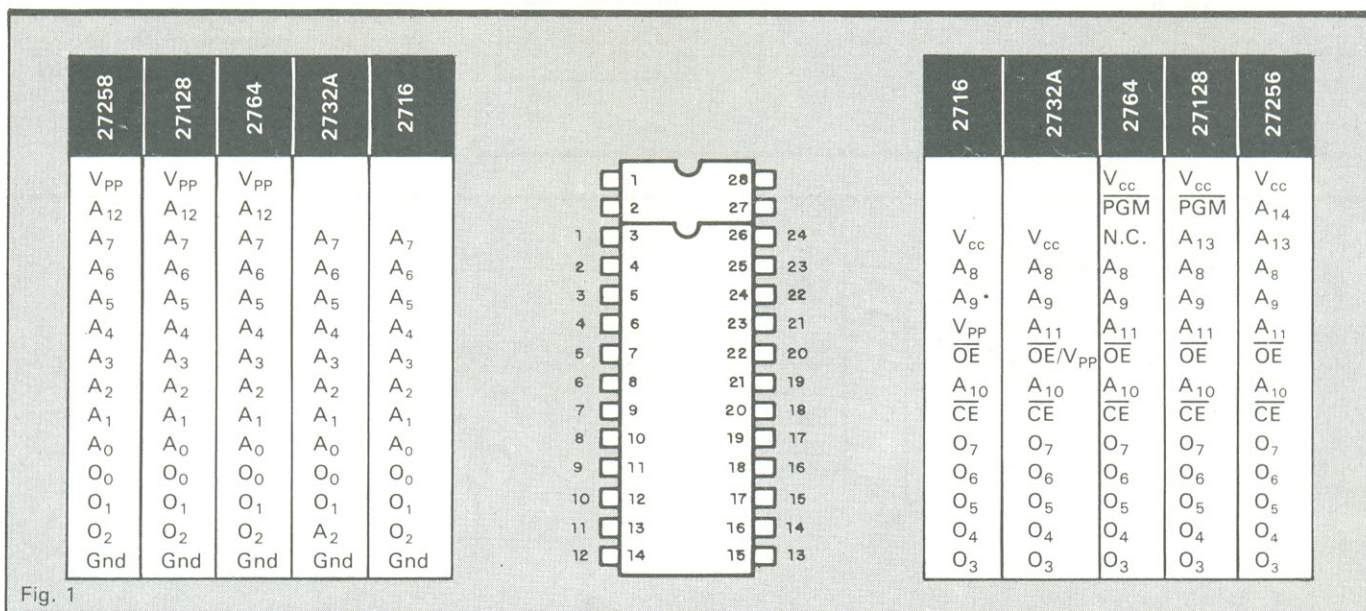
Antes de entrarmos na análise do circuito, porém, vale fazer aqui algumas considerações sobre EPROMs, principalmente as mais utilizadas. A 2716 (de 2 k), logo após a 2708 (de 1 k), foi e

ainda é amplamente utilizada, já que não exige tensões negativas. Mas logo foi suplantada pelos modelos 2732 (de 4 k) e 2764 (de 8 k) em sistemas que requerem mais de 2 kbytes de memória não volátil.

Embora os pinos 1 a 12 do par 2716/2732 e os 3 a 14 do 2764/27128 sejam totalmente compatíveis, o mesmo não ocorre com os demais, como se pode ver pela figura 1. É necessário, portanto, alguma modificação de *hardware*, caso queiramos intercambiar tais EPROMs no mesmo gravador. Além disso, o par 2716/2732 possui 24 pinos,

enquanto o 2764/27128 tem 28 pinos, o que complica ainda mais essa alteração.

Em vista disso, o circuito aqui proposto presta-se à programação de memórias 2764 e 27128, mas sem alterar o gravador original — acrescentando apenas uma nova placa, com o circuito e um soquete tipo *Textool* (força nula de inserção) de 28 pinos, além de um soquete *wire-wrap* com cabo multi-veias, para ser encaixado no soquete 2732 do gravador original. Uma observação importante: esse circuito pode ser acrescentado a *qualquer* gravador





de EPROMs, de qualquer micro que programe a 2732, uma vez que o modo de programação e a pinagem são os mesmos.

**O esquema** — Na figura 2 temos o circuito do adaptador. A principal dificuldade é criada pelo pino 20 da 2732 ( $\overline{OE}/V_{PP}$ ), que exibe três níveis de tensão (0 V, +5 V e +25 V), os quais devem ser separados em dois pinos diferentes nos modelos 2764 e 27128. Aqui cabe outra observação importante: com exceção do pino 26, essas duas memórias são compatíveis pino a pino, sendo que, na programação da 2764, tal

pino deve ficar em +5 V e, no caso da 27128, deve estar em 0 V para os primeiros 8 k e em +5 V para os 8 k restantes — o que é conseguido pela chave CH2.

O estágio cercado pela linha tracejada garante a saturação de Q1 quando no pino 20 temos +5 V ou +21 V (no caso da 2732A) ou +25 V (no caso da 2732), pois D2 fica cortado e DZ1 mantém 3,3 V constantes em seus terminais, fazendo D5 conduzir e saturando Q1. Assim, teremos +5 V no pino 22 ( $\overline{OE}$ ) da 2764 durante a gravação e o *stand-by*. Com  $V_{PP}$  no pino 20 da 2732 (ou 2732A), teremos a mesma ten-

são no pino 1 da 2764 durante a gravação.

Se o gravador de EPROMs for específico para a 2732, o *jumper* J1 deve permanecer aberto e, se for para a 2732A, deve ficar fechado, pois o  $V_{PP}$  para a 2764 ou 27128 é de 21 V. Se houver um nível 0 no pino  $\overline{OE}/V_{PP}$ , D2 vai conduzir e o sistema D5/R9 garante o corte de Q1 — e, portanto, o nível 0 no pino 22 ( $\overline{OE}$ ) da 2764, durante a leitura dos dados das EPROMs 2764 ou 27128. Os diodos D1 e D4, por sua vez, garantem +5 V no pino 1 da 2764, sempre que não estiver sendo feita uma gravação.

As posições das chaves CH1 e CH2 são as seguintes, dependendo da EPROM utilizada:

CH1	CH2	2764	27128
lig.	desl.	0 a 4 k	—
desl.	desl.	4 a 8 k	—
lig.	lig.	—	0 a 4 k
desl.	lig.	—	4 a 8 k
lig.	desl.	—	8 a 12 k
desl.	desl.	—	12 a 16 k

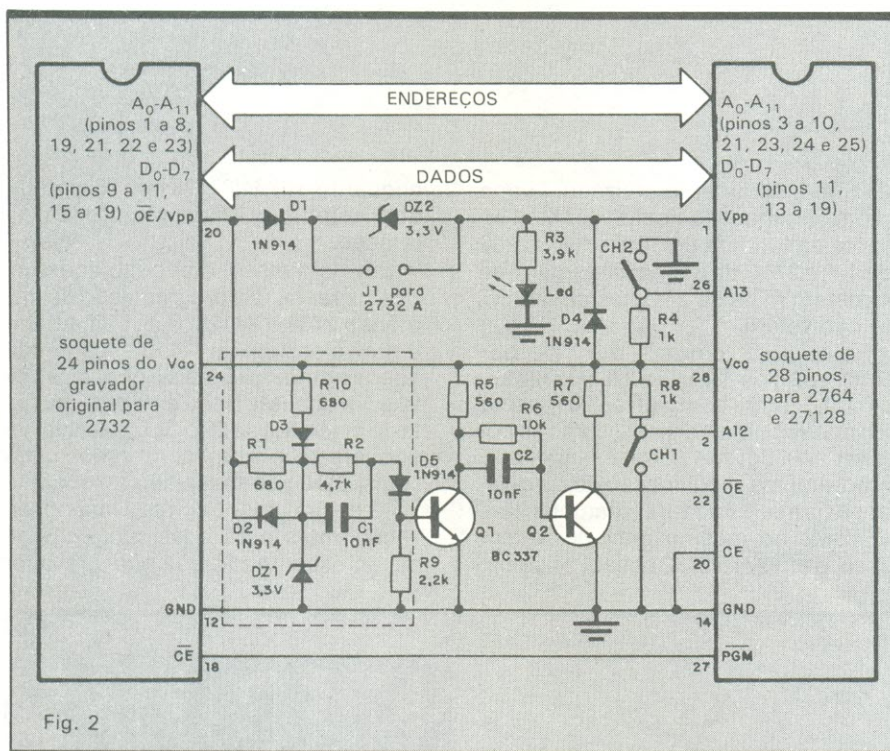


Fig. 2

A 2764 deve ser programada em duas etapas, como se fosse a 2732. Na primeira, CH1 fica ligada e CH2 desligada, para programar os primeiros 4 k; na segunda etapa, ambas ficam desligadas, para que sejam programados os 4 k restantes.

O adaptador sugerido não serve para EPROMs tipo 2764A, 2564, 5564 e 27128A, que possuem modos de programação diferentes dos modelos 2716, 2732, 2732A, 2532 e 2764. Na figura 3 há uma sugestão de como deve ser feita a conexão entre o gravador de EPROMs e o adaptador.

NE

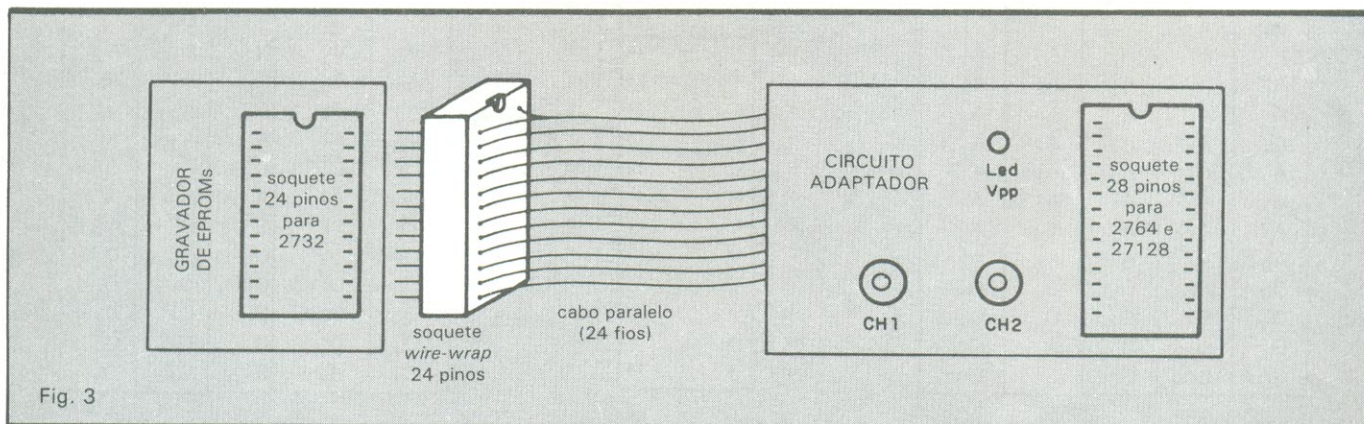


Fig. 3



# Acoplamento dos CMOS com outros integrados

*Embora viável, este acoplamento pode apresentar problemas, em decorrência, por exemplo, da diferença de tensões e das discrepâncias na alimentação*

**N**este e no próximo artigo — o último da série — estudaremos problemas relativos ao interfaceamento dos CIs CMOS com famílias de integrados bipolares, NMOS e outros tipos de CIs. Trataremos também das interfaces com sensores e dispositivos que alimentam acionadores de processos.

Os principais problemas que se manifestam no interfaceamento dos CIs CMOS decorrem não apenas das diferenças de tensões associadas aos níveis lógicos 0 e 1, como também de discrepâncias entre tensões de alimentação e, ainda, de problemas relativos ao uso de diferentes pontos de ligação do potencial de terra. Através das linhas de terra podem ser induzidos transitórios e ruídos de RF, dependendo das condições em que foram desenvolvidos a configuração e o traçado do circuito impresso.

Outras dificuldades que costumam aparecer no interfaceamento dos CIs CMOS são os casamentos de impedâncias de entrada e saída ou feixes de entrada e saída (*fan in* e *fan out*). A excursão lógica permissível de entrada e de saída também pode causar situações complicadas, quer em relação ao circuito de proteção de entrada, quer face à excursão do sinal de saída. Vale lembrar que esta última, se imposta à

linha de saída, poderá provocar o fenômeno de arrocho e, assim, a destruição do integrado CMOS.

Finalmente, constatamos a possibilidade de sérios riscos de dissipação de potência, caso os níveis de tensão do sinal de entrada não tenham amplitude suficiente, ou a transição do sinal de entrada seja muito lenta, de modo a manter em condução simultânea — por um tempo muito longo — os transistores complementares, que operam um como carga do outro. Todos esses temas serão analisados com mais profundidade nos próximos tópicos.

**Considerações gerais** — Vamos estudar o problema de interfaceamento com as famílias CMOS, HC e HCT, pois, atualmente, elas representam o que há de melhor na área de CIs, tanto em relação à tecnologia CMOS como à família bipolar LTT, quando consideramos o fator dissipação de potência em relação à velocidade. Adicionalmente ao baixo consumo, tivemos a oportunidade de estudar que os CMOS apresentam uma elevada imunidade a ruídos, além de uma ampla faixa de operação, seja em relação à temperatura ou no que se refere à tensão de alimentação (apresentam, ainda, uma alta confiabilidade e resistência à radiação).

Hoje, podemos dizer que as famílias CMOS HC e HCT são tão rápidas quanto a família Transistor-Transistor e LTT Schottky de baixa potência, podendo substituir com vantagens esta última. Nos projetos atuais, é freqüente o uso combinado das famílias HC e HCT com outras famílias CMOS e bipolares. Entre as várias razões que justificam o uso deste recurso, a principal talvez seja a relação velocidade/potência consumida. Por isso, é de fundamental importância as facilidades que as famílias lógicas apresentam no enlace com outras famílias, ao lado de sua capacidade de acionar diferentes cargas. Também não devemos ignorar a geração de interferência de RF, tanto irradiada como nas linhas de +  $V_{cc}$  e terra, além da imunidade ao ruído de um modo geral.

Em alguns casos, o problema de interface é imediato. Por exemplo: as famílias CMOS de alta velocidade (HC) e de alta velocidade compatível com LTT (HCT) podem ser conectadas diretamente a todos os elementos das famílias LTT, além de serem compatíveis com todos os integrados CMOS alimentados com a mesma tensão de alimentação. Quanto aos CIs CMOS alimentados com outras tensões, bem como os bipolares da família Lógica Acolada por Emissor (LAE) da série



ECL/10K, torna-se necessário realizar mudanças de níveis de tensão para viabilizar o acoplamento. A Tabela 1 exemplifica diferentes tipos de acoplamento entre diferentes famílias de integrados CMOS.

O acoplamento de CIs HC e HCT exige regras diferentes quando o integrado a ser casado pertencer à tecnologia NMOS. Outro recurso, neste caso, é acionar dutos terminados com mostradores. Ocorre o mesmo problema quando necessitamos acionar sistemas alimentados com tensões diferentes daquelas padrão de alimentação dos CIs LTT — isto acontece, por exemplo, com os sistemas industriais ou, então, com os motores de passos que normalmente são alimentados por 12 ou 24 volts. Temos ainda outras regras para o caso de os HC e HCT acionarem dispositivos alimentados por correntes, transistores MOS de potência ou, então, integrados da família por Injeção Integrada (LI<sup>2</sup>).

Graças ao seu projeto, os CIs HCT são compatíveis com as tensões de saída LTT Schottky de baixa potência, podendo, por esta razão, substituir diretamente os CIs da Lógica Transistor-Transistor. Por sua vez, os CIs da série HC aceitam apenas valores digitais de entrada CMOS, e operam em velocidades de transição equivalentes às da família LTT. Devido à sua elevada velocidade de operação e alta capacidade de alimentação de corrente na saída, os CIs dessa família costumam gerar tran-

sitórios de corrente elevados nas linhas de terra e de  $+V_{cc}$ . Por isso, quando utilizamos estes CIs, devemos cuidar para que no traçado do circuito impresso tenhamos uma distribuição adequada de linhas de terra  $+V_{cc}$ , para suprimir esses transientes. A supressão dos mesmos é também obtida pelo desacoplamento dos CIs, das linhas de terra e  $+V_{cc}$ , recorrendo a capacitores de absorção de transientes em pontos adequados. Sem estas providências, os transientes podem fazer com que as margens de ruído caiam a níveis perigosamente baixos.

Os exames das características de entrada e saída das famílias HC e HCT, bem como o estudo de suas margens de imunidade a ruídos, possibilitam uma melhor compreensão dos problemas que surgem na implementação de interfaces com outras famílias de integrados. A interligação direta de duas famílias de CIs depende, a rigor, de dois fatores básicos: a) as piores condições de operação das tensões de saída do circuito acionador e das tensões de entrada do circuito acionado; b) o grau de superposição entre as margens de imunidade a ruído das famílias dos CIs enlaçados.

Já vimos que os CIs CMOS geram os valores digitais de saída e admitem valores digitais de entrada de tal modo que o nível lógico 1,  $V(1)$ , acaba ficando muito próximo a  $+V_{cc}$ , e o nível lógico 0,  $V(0)$ , muito próximo a 0 V. Isto é válido para as famílias HC e HCT.

Esse fato, contudo, não ocorre com a família LTT. Para tornar mais clara tal afirmativa, vamos nos reportar aos circuitos esquematizados na figura 1a. Os CIs LTT típicos têm o máximo valor de sua tensão de saída  $V_S(1)$ , limitado pela queda de tensão sobre  $D1$  e por  $V_{BE}$  do transistor  $T2(1)$ . Com isso, temos um máximo de  $V_S(1)$  de 3,5 V quando a tensão de alimentação corresponder a 5 V e a queda de tensão através do resistor  $R1$  for desprezível. Normalmente, o resistor  $R3$  não influi nessa queda e sua função é unicamente limitar os transitórios de corrente durante as transições, quando ambos os transistores de saída conduzem. Quando a carga de saída na condição  $V_S(1)$  fornece corrente, há uma queda adicional de tensão através do resistor  $R1$ , além do aumento das quedas de tensão através de  $D1$  e  $V_{BE}$  de  $T2$ . Assim, o valor mínimo de  $V_S(1)$  definido para a família LTT é de 2,4 V, quando se exige na saída a corrente  $I_S(1)$  máxima, considerando-se toda a faixa de tensões de alimentação, à temperatura ambiente. O valor de  $V_S(0)$  na família LTT varia de 0,2 V a 0,5 V, dependendo da corrente drenada na saída, que circula através do transistor saturado  $T_S$  (fig. 1b).

No caso da família LTT Schottky de baixa potência, o valor de  $V_S(1)$  depende do valor de  $V_{BE}$  dos transistores  $T2$  e  $T3$  (fig. 1c), sendo agora desprezível a queda de tensão através do resistor de base de  $T2$  para  $+V_{cc}$  (não mostra-

### Especificações para interfaceamento

Tabela 1

Família de CIs digitais (alimentadora)	Família de CIs digitais alimentada					
	HC-CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	HCT-CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	CD 4000B CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	CD 4000B CMOS $V_{cc}$ de 6 a 15 V	LTT comum Schottky $V_{cc} = 5\text{ V}$	ECL/10K LAE
HC-CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	Enlace direto	Enlace direto	Enlace direto	CD 4504	Enlace direto	10124
HCT-CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	Enlace direto	Enlace direto	Enlace direto	CD 4504	Enlace direto	10124
CD 4000B CMOS $V_{cc} = 5\text{ V}$	Enlace direto	Enlace direto	Enlace direto	CD 4504	Enlace direto	10124
CD 4000B CMOS $V_{cc}$ 6 a 15 V	CD 4049* CD 4050*	CD 4049* CD 4050*	CD 4049 ou CD 4050	Enlace direto	CD 4049 ou CD 4050	Transistor
LTT comum e Schottky $V_{cc} = 5\text{ V}$	Resistor** Levantador	Enlace direto	Resistor** Levantador	CD 4504	Enlace direto	10124
ECL 10K/LAE	10125*	10125	10125	Transistor***	10124	Enlace direto

\* CIs necessários ao acionamento seguro  
 \*\* Resistor conectado da saída do alimentador a  $+V_{cc}$   
 \*\*\* Circuito especial com resistores e transistor



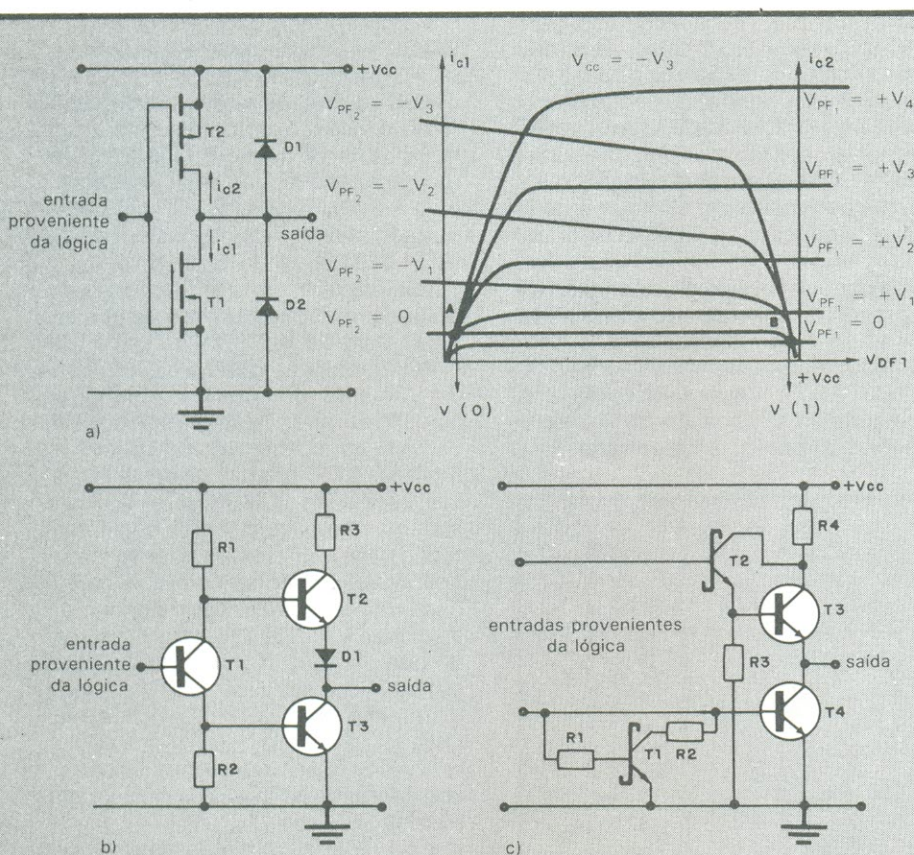


Fig. 1

do). Com isso, a tensão de saída  $V_S(1)$  seria:

$$V_S(1) = V_{CC} - 2V_{BE} = 5 - 1,6 = 3,4 \text{ V}$$

As especificações da família LTT Schottky de baixa potência fornecem  $V_S(1)$  mínimo de 2,7 V para toda a faixa de temperatura. O  $V_{CC}$  mínimo admitido é de 4,75 V. Já o valor de  $V_S(0)$  é especificado entre 0,2 e 0,5 V, dependendo da corrente drenada pela saída e da temperatura de operação.

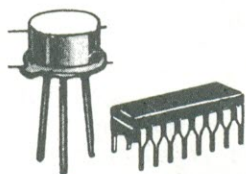
Vamos considerar as características de entrada HC e HCT, reportando-nos à figura 2. Ambas as famílias CMOS aceitam transições máximas de sinal de entrada, trilha a trilha, ou seja, entre 0 e  $+V_{CC}$ , pois excursões maiores provocariam fluxo de corrente entre os diodos de proteção de entrada (D1 e D2). A máxima corrente CC permitida, através desses diodos, é de 20 mA, sendo que correntes maiores podem mudar suas características ou mesmo destruí-los. O projeto da família CMOS é feito de tal forma que os transistores T1 e T2 são casados com base em suas características elétricas. Por isso, a tensão de transição típica de entrada

*Estágios de saída de integrados CMOS e bipolares LTT.*



## Eletrônica Luniv

UMA "SENHORA" LOJA.  
TEMOS TUDO EM ELETRÔNICA.



### Componentes

Transistores-CI's  
Tiristores-Diodos  
Zener's-Optos

### Geral

Manuais-Fontes  
Agulhas-Fitas  
Caixas de som  
Alto falantes  
Microfones - Fios

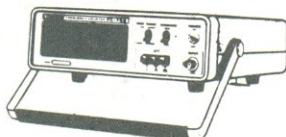


### Kits

Novokit-JME  
Dialkit-Laser

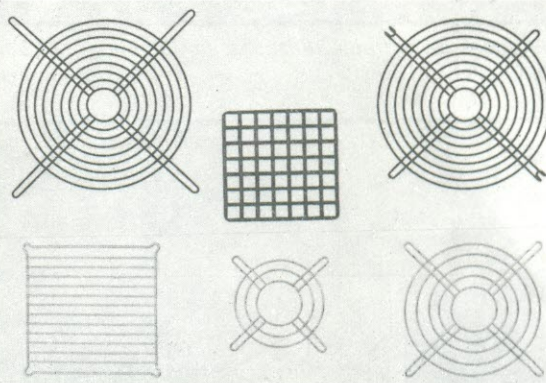
### Equipamentos

Trio-Kenwood-Sanwa  
Labo-Kaise-Hioki  
Dynatech-Fluke, etc.



Rua República do Líbano, 25-A - Centro  
Fones: 252-2640 e 252-5334 - Rio de Janeiro

## MICROVENTILADOR GRADES



- Obedecem os padrões internacionais de furação e segurança.
- Pintadas ou cromadas.



**METALÚRGICA VENTISILVA LTDA.**

### Fábrica e Loja:

Rua Tobias Barreto, 615 - Moóca - CEP: 03176  
Telex: (011) 22132 - São Paulo - SP  
Tels.: 292-3943 • 292-8237 • 292-2221  
264-8760 • 93-5916 • 92-7972 e 92-7057



tem o valor de  $V_{cc}/2$ , deslocando-se a excursão lógica simetricamente, também em torno desse valor.

Como podemos observar na figura 2, as configurações de entrada das famílias HC e HCT são similares, exceção feita ao diodo de deslocamento de nível, presente na família HCT (D3). O efeito combinado desse diodo e da baixa tensão de transição do transistor T2 de canal N altera o nível de tensão de transição de entrada, que, ao invés de ser  $V_{cc}/2$ , passa a ser 1,3 V.

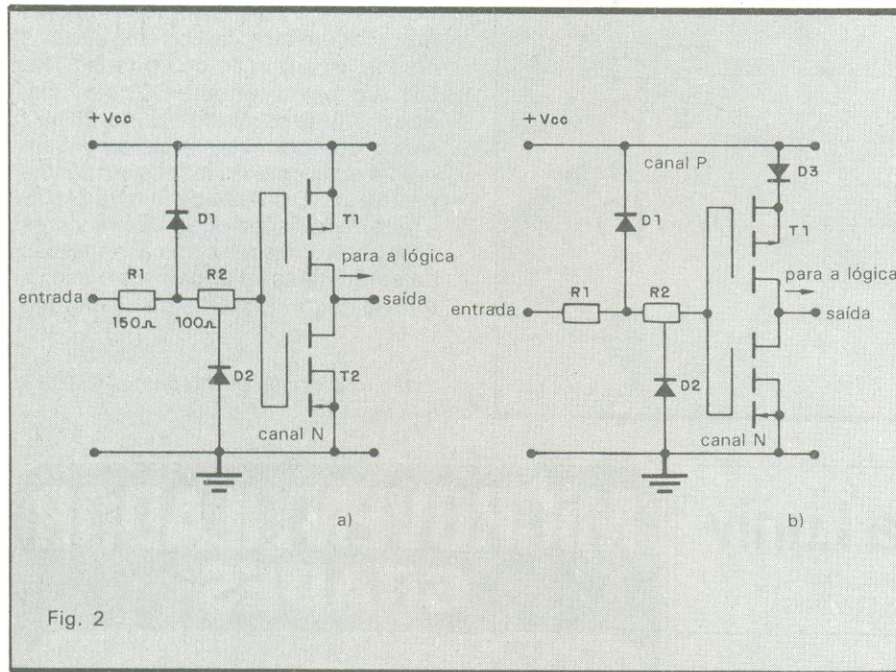
Quando temos a tensão  $V_{E(1)}$  na entrada de um circuito da família HCT, o diodo D3 contribui para a diminuição da potência consumida, através da re-

dução da corrente que circula pelo TEC-MOS canal N. Por isso, a entrada pode atingir valores baixos de até 2,4 V ( $V_{cc} = 5$  V), e ainda ser reconhecida como nível 1. O diodo D3 torna possível, portanto, a compatibilidade com a família LTT, embora para os níveis mais baixos de tensão registremos uma ligeira condução do TEC-MOS canal P(T1). Uma redução sensível dessa corrente pode ser obtida pela conexão do substrato N (considerado como porta posterior) na tensão de  $+V_{cc}$ . Esta compatibilidade mantém-se com a família LTT Schottky de baixa potência, assegurando-se os baixos níveis de dissipação de potência na entrada.

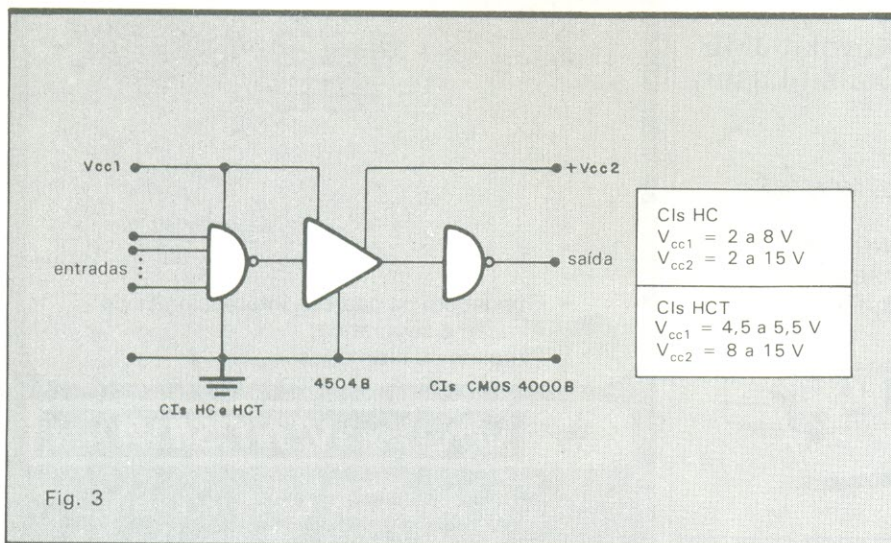
**Comportamento da interface LTT e CMOS** — Caso tenhamos integrados LTT Schottky de baixa potência e CMOS HCT alimentados pela mesma fonte, o fluxo de corrente estática neste último é virtualmente igual a zero, mesmo que a tensão  $V_{E(1)}$  de entrada caia a 2,4 V com  $+V_{cc} = 4,5$  V. Em outras palavras, na interface com CIs LTT, os CMOS ainda dissipam uma potência muito baixa. Também no caso de um aumento da tensão de alimentação para 5,5 V, o nível de saída LTT é igualmente ampliado de 1 V para 3,4 V, mantendo condições análogas ao caso anterior. As coisas se complicam um pouco mais quando temos integrados LTT Schottky de baixa potência associados a CMOS HC e HCT num sistema duplo, com fontes de alimentação  $+V_{cc}$  diferentes. Nesse caso, aplicam-se as regras de piores condições de operação: o valor mínimo de  $V_{S(1)}$  para a família LTT é de 2,4 V, sendo que para a LTT Schottky de baixa potência corresponde a 2,7 V. Já o valor mínimo aceitável de  $V_{E(1)}$  para a família HC é de 3,85 V (0,7  $V_{cc}$ ) e para a HCT, 2 V. Essas condições ocorrem, considerando-se  $V_{cc \text{ mín}} = 4,75$  V para a família LTT, e  $V_{cc \text{ máx}} = 5,5$  V para a família HCMOS, em toda a faixa operacional de temperaturas.

Temos a oportunidade de constatar que, nas piores condições de operação, o  $V_{S(1)}$  da família LTT é claramente inferior ao  $V_{E(1)}$  mínimo tolerado pela família CMOS HC — isso vale tanto para o caso de fontes de alimentação independentes como de uma fonte de alimentação comum. Aqui, portanto, justifica-se alguma adaptação auxiliar na interface dos dois CIs. A solução mais óbvia, no caso, consiste no uso de um resistor elevador para  $+V_{cc}$ , na saída do LTT Schottky de baixa potência. Esta solução apresenta inconvenientes, pois temos a ampliação do tempo de atraso por efeito da ação RC, provocada pelo resistor elevador e pela capacitância parasitária ( $C_p$ ), associada à capacitância de carga ( $C_c$ ).

O tempo de atraso é uma grandeza pouco previsível, pois depende tanto de constantes RC ativas como passivas. Se usarmos um resistor elevador de baixo valor, o tempo de propagação será reduzido. Em contrapartida, teremos aumento do consumo de potência e redução da margem de ruído no nível 0, desbalanceando essas margens. Além disso, o resistor elevador consome espaço do cartão impresso e amplia o número de operações de montagem, resultando em menor confiabilidade e num aumento dos custos finais de produção. Por isso, devemos recorrer ao resistor elevador somente em último caso. Uma solução mais adequada é utilizar integrados CMOS HCT ao invés



Configurações de entrada utilizadas em famílias CMOS modernas: a) família CMOS HC e b) família CMOS HCT.



Quando os integrados HC e HCT alimentam os CMOS convencionais, operando com tensões de alimentação diferentes, torna-se necessário o deslocamento dos níveis lógicos.



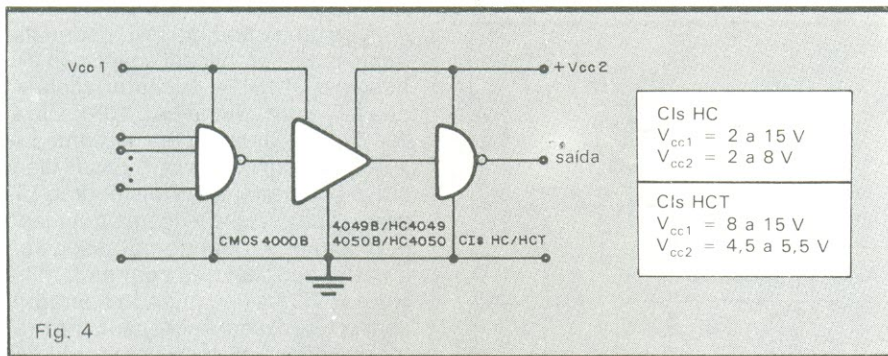


Fig. 4  
Deslocamento dos níveis lógicos quando um integrado CMOS da série 4000B aciona integrados HC e HCT.

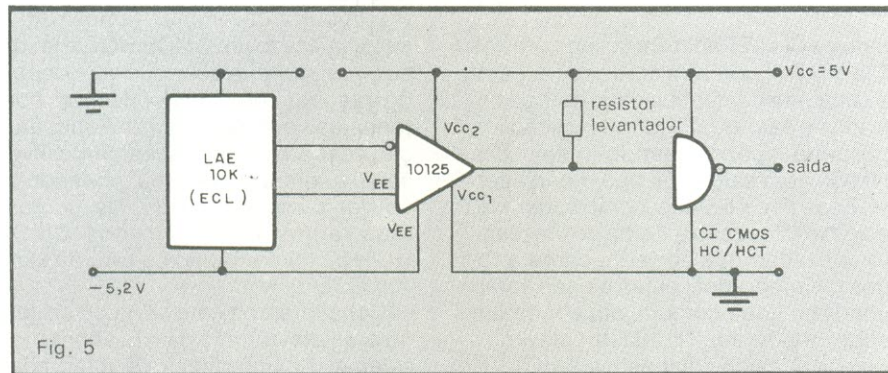


Fig. 5  
Quando os integrados LAE da série 10k ECL alimentam CMOS HC, deve-se empregar um resistor levantador R1, de acordo com as regras que estabelecemos para o acoplamento LTT/CMOS HC.

dos HC, pois toda a série CD 54/74 possui membros correspondentes nas duas famílias. O uso de HCTs alimentados por  $V_S(1)$  LTT, no pior caso de uso de fontes independentes, resulta sem dúvida na criação de uma pequena corrente adicional. Todavia, a presença de D3 permite que, mesmo neste caso, o estágio de entrada CMOS consuma uma pequena potência. Consideremos uma situação inversa, em que Cls CMOS alimentam integrados LTT. Os padrões de saída — não levando em conta alimentadores de linhas — definem como razoáveis para as famílias HC e HCT os feixes de saída de 2, 10, 2 e 6, quando elas acionam respectivamente os integrados LTT padrão, LTT Schottky de baixa potência, LTT Schottky e integrados do tipo FAST, usados na interface com a família LAE.

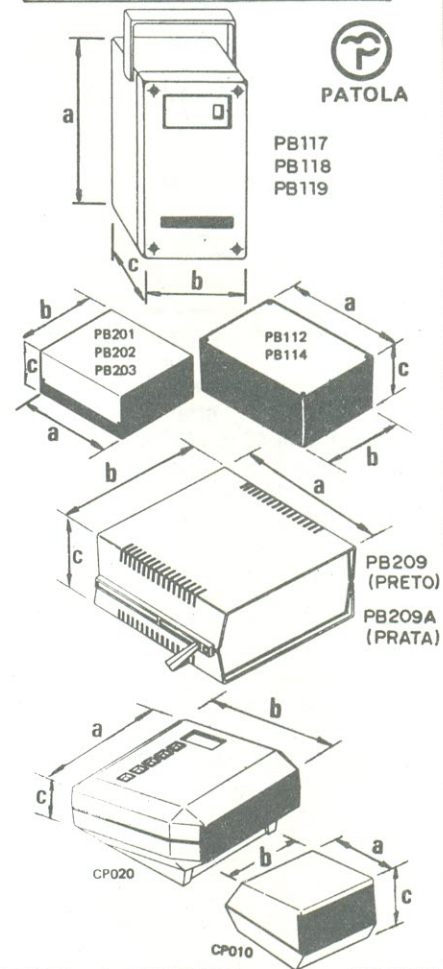
Pelo fato de possuírem uma excursão de saída total, ou seja, de 0 a  $+V_{CC}$ , os CMOS são compatíveis com os níveis lógicos da família LTT, não necessitando, por isso, de elementos suplementares de interface. Quando um CI HCT é a fonte acionadora de sinal, é possível prever com precisão a velocidade de operação, uma vez que a tensão de comutação adotada na família LTT Schottky de baixa potência também é de 1,3 V. Por isso, tanto esta última família LTT como a HCT definem

os tempos de atraso em relação à tensão de 1,3 V. No caso de termos como acionadores os Cls CMOS HC, as diferenças de velocidade introduzidas por sua lógica HC (devidas ao ponto de transição  $V_{CC}/2$ ) podem ser avaliadas a partir dos tempos de transição fornecidos pelos manuais.

**Interfaces dos Cls CMOS com outras famílias** — Os integrados CMOS HC e HCT acoplam-se diretamente aos CMOS da série 4000B, caso a fonte de alimentação de ambos seja a mesma. Mas, se não for o caso, pode ser necessário recorrer a mudanças de níveis de tensão. Felizmente, contudo, há Cls que realizam essa tarefa, evitando-se o uso de circuitos construídos com componentes discretos — que, além de ocuparem uma área maior, são menos confiáveis. Os Cls 4504 e 4104, por exemplo, são deslocadores de níveis de tensão de baixo para alto. Eles podem mudar valores digitais de saída LTT — ou CMOS HC ou HCT — para valores digitais de saída mais elevados. Na figura 3 apresentamos um exemplo ilustrando essa interligação. A família 4000B, por exemplo, opera até 18 V de alimentação, enquanto as famílias HC e HCT aceitam tensões de no máximo 6 V. A tensão mínima de alimentação aceita por essas famílias é de 2 V.

Invertendo-se a situação, a série

## CAIXAS PLÁSTICAS PADRÃO (VENDAS POR REEMBOLSO, ATACADO E VAREJO)



CÓDIGO	TAMANHO			PREÇOS
	a	b	c	
<input type="checkbox"/> PB112	123	85	52 mm . . .	42.000
<input type="checkbox"/> PB114	147	97	55 mm . . .	50.400
<input type="checkbox"/> PB201	85	70	40 mm . . .	24.800
<input type="checkbox"/> PB202	97	70	50 mm . . .	36.000
<input type="checkbox"/> PB203	97	86	43 mm . . .	32.400
<input type="checkbox"/> PB117	122	83	60 mm . . .	62.400
<input type="checkbox"/> PB118	148	98	65 mm . . .	68.000
<input type="checkbox"/> PB119	190	111,5	65,5 mm . .	84.700
<input type="checkbox"/> PB209	178	178	82 (Preta) .	138.000
<input type="checkbox"/> PB209A	178	178	82 (Prata) .	163.200
<input type="checkbox"/> CP010	84	72	55 Relógio .	28.000
<input type="checkbox"/> CP020	120	120	66 Relógio .	55.500

Marque com ☒ , Valor total . . . . .

Pedidos enviados até 31/03/86

Desconto de 15%

Pedidos enviados entre 01/04/86 a 30/04/86

Não há desconto

Enviar p/EMARK (Preços válidos até 30/04/86)

Nome . . . . .  
End. . . . .  
Bairro . . . . . CEP . . . . .  
Cidade . . . . . Est. . . . .

**EMARK ELETRÔNICA COMERCIAL LTDA.**  
Rua General Osório, 185 — Tel.: 221-4779  
223-1153 — CEP 01213 — São Paulo — SP

Solicite catálogo EMARK de componentes eletrônicos — GRÁTIS



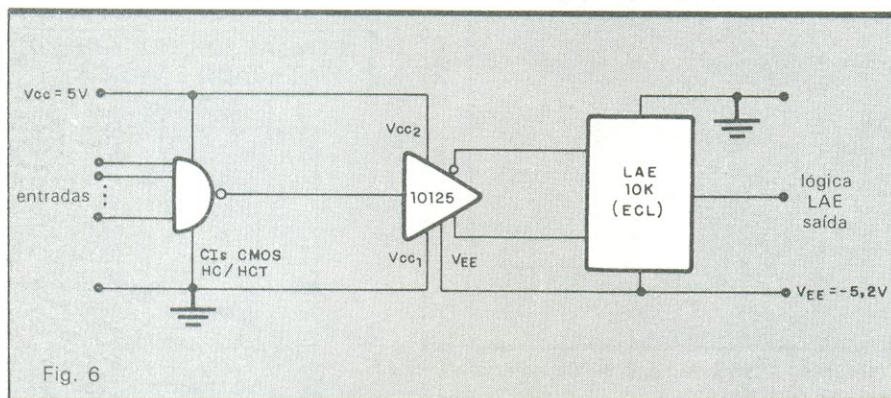


Fig. 6  
Acoplamento de integrados CMOS HC/HCT com integrados LAE da série 10k ECL.

4000B pode ser acoplada aos CMOS HC e HCT, empregando-se os CIs acionadores 4049 (ou HC 4049) e 4050 (ou HC 4050), num esquema equivalente ao delineado na figura 4. Esses acopladores CMOS não possuem diodos de grameamento de entrada, como aqueles que são apresentados na figura 2, e são voltados para  $V_{CC1}$ , o que significa que a excursão de entrada pode atingir um valor máximo de 15 V. A tensão de transição de referência continua com base em  $V_{CC2}$ , de modo que a margem de ruído para o valor digital 0 corresponde à margem especificada para uma tensão de alimentação de 5 V.

As regras de interface estabelecidas

para os CIs LTT aplicam-se também aos CIs NMOS, que têm como regra geral a completa compatibilidade com as entradas e saídas LTT. Uma exceção importante ocorre quando temos CIs NMOS com saídas do tipo dreno aberto. Esse tipo de saída, como sabemos, exige a colocação externa de um resistor elevador, que serve de carga a todos os integrados, cujas saídas estão ligadas à linha comum, onde também está "pendurado" o resistor elevador. As entradas dos dispositivos HCT, tal como acontece nos LTTs, aceitam diretamente os níveis de saída NMOS.

O problema de acoplamento dos integrados CMOS da linha HC e HCT

com os da tecnologia LAE poderia ser muito mais complicado, caso não existissem o CI 10124, que interfaceia a linha LTT com a linha LAE 10K/ECL, e o 10125, que interfaceia a linha LAE 10K/ECL com os CIs LTT. Esses dispositivos operam nos níveis padrão LTT, sendo que por isso exigem os cuidados já discutidos, quando da associação dos CIs acopladores com as famílias HC e HCT. Assim, quando operarmos com o 10125, será necessário um resistor elevador, utilizado de acordo com as regras estabelecidas, para alimentar os CMOS a partir dos LTTs; a figura 5 ilustra esse procedimento.

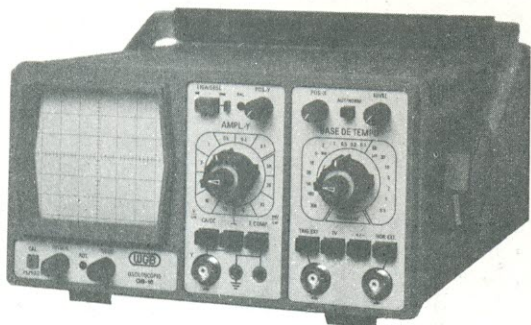
É importante lembrar, também, que, se for utilizado um CMOS HCT, elimina-se o resistor elevador que vem depois do integrado deslocador de nível, com todas as vantagens que tal substituição acarreta. O interfaceamento inverso é igualmente simples, podendo-se utilizar o mesmo 10125. Na figura 6 mostramos os integrados CMOS HC/HCT alimentando os LAE da série 10K/ECL.

Concluiremos esta série de artigos no próximo número da NE, abordando o tema das interfaces de integrados CMOS HC/HCT com circuitos utilizados em controle de processos, além dos cuidados que devemos ter com o ruído.

NE

## OS-10

Osciloscópio para faixa de freqüências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua freqüência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.

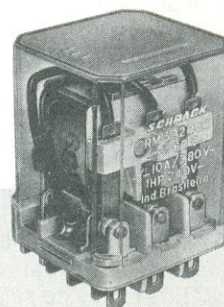


ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.  
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

## SCHRACK

A QUALIDADE DA MELHOR TECNOLOGIA!

Economia e Versatilidade juntas!



## Relé de Potência RM

O Relé de Potência tipo RM da SCHRACK substitui com vantagens técnicas e econômicas aos contatores dentro de sua faixa de potência que é 2 CV em 3x380 Vca, corrente máxima 3X16 A cos  $\phi = 1$ . Pode ser conectado através de soquete ou terminal de conexão rápida 6,3 ou 4,8. O único de fabricação nacional que pode atender essas necessidades.

SCHRACK ELETRÔNICA S.A.



VENDAS: ITAPECERICA DA SERRA - SP: Av. Eduardo R. Daher, 723 - Centro - Tel.: (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO - RJ: Rua Uruguay, 393 - Sobreloja 102 - Tijuca - Tel.: (021) 268-2586  
CORRESP.: ITAPECERICA DA SERRA - SP: Caixa Postal 02 - CEP 06850 - Tel.: (011) 33226 SCHR BR



# Como projetar fontes reguladas fixas — I

**D**esnecessário é ressaltar a importância das fontes de alimentação no campo da eletrônica. Todos os equipamentos e aparelhos eletrônicos que funcionam ligados à rede elétrica possuem pelo menos uma, além de existir também um número muito grande de fontes autônomas prestando serviço em bancadas de profissionais e amadores de eletrônica no mundo todo.

Certamente muitos leitores têm uma idéia razoável do que seja uma fonte de alimentação, e outros conhecem o assunto profundamente. Porém, como este artigo é dedicado principalmente a iniciantes, hobistas e estudantes, faremos um breve comentário sobre os vários tipos existentes e seu funcionamento. Neste texto, muitas vezes denominaremos as fontes de alimentação apenas *fontes*.

**Fonte de alimentação** é um dispositivo, ou conjunto de componentes inter-relacionados, que tem a finalidade de fornecer energia elétrica em corrente contínua a dispositivos e aparelhos elétricos e eletrônicos, com tensão e corrente preestabelecidas, necessárias ao funcionamento correto do equipamento, a partir da rede de distribuição elétrica ou de geradores CA. Na literatura de língua inglesa, a fonte é denominada *power supply*, o que significa literalmente “suprimento de potência”, e dá uma idéia bastante clara de sua finalidade, ou seja, fornecer potência (tensão e corrente) a alguma coisa denominada **carga**.

Existem vários tipos de fontes, classificadas segundo determinadas características, podendo-se dividi-las inicialmente em fontes **reguladas** e **não reguladas**. Quanto às últimas, seu uso atualmente é bastante restrito, mas é importante lembrar que **qualquer fonte regulada possui como primeiro estágio uma fonte não regulada**.

A segunda divisão seria em fontes **fixas** e **variáveis**. Alguns denominam estas últimas fontes “ajustáveis”, mas preferimos reservar esse termo para um caso específico de fonte fixa, cuja tensão de saída pode ser pré-ajustada dentro de uma pequena faixa, e usar o termo variável para aquela cuja tensão pode ser realmente variada dentro de uma ampla gama de valores.

Uma última divisão seria entre fontes **incorporadas** e fontes **autônomas**. As primeiras são parte integrante dos equipamentos aos quais fornecem energia, e as autônomas são instrumentos isolados, normalmente usados em bancadas de serviço. Existe ainda um tipo muito especial de fonte de alimentação moderna, denominada **fonte chaveada**; entretanto, não seria



apropriado falarmos sobre ela, em virtude de ter construção e funcionamento completamente diferentes das fontes convencionais.

Vamos tratar aqui apenas das fontes fixas. Veremos as fontes de alimentação reguladas, de tensão fixa, seus princípios básicos e a maneira de projetá-las e construí-las.

Nesta altura, gostaríamos de fazer uma justificativa e uma ressalva. Sabemos que qualquer matéria pode ser estudada em vários níveis diferentes de profundidade e detalhamento. No caso presente, conduziremos o assunto tendo em mente o tipo de leitor a que é endereçado, de maneira essencialmente prática, de forma que possa ser utilizado por aqueles que não estão ou não precisam estar interessados no aprofundamento teórico da matéria, mas apenas desejam construir uma fonte que funcione satisfatoriamente. Claro que alguma teoria é sempre necessária para a compreensão do que estamos fazendo, mas procuraremos mantê-la no mínimo indispensável, emprestando maior ênfase ao **como** do que ao **porquê** do funcionamento dos circuitos. Aqueles que porventura discordarem desta abordagem, por favor evitem “malhar” o autor. Em vez disso, escrevam seus próprios artigos, enfocando a matéria da maneira que lhes parecer mais conveniente.

Naturalmente, como de praxe, não tentaremos esgotar o assunto (estamos começando a desenvolver a crença de que **qualquer** assunto é inesgotável), mas tentaremos honestamente fornecer algumas bases fundamentais, úteis e práticas.

**Conceituações** — Começemos então com alguns conceitos básicos e necessários:

— *Fonte de alimentação regulada*: é aquela cuja tensão de saída permanece constante, independentemente das flutuações da tensão de entrada e das solicitações de corrente, dentro de certos limites. As fontes reguladas podem ser fixas, ajustáveis ou variáveis.

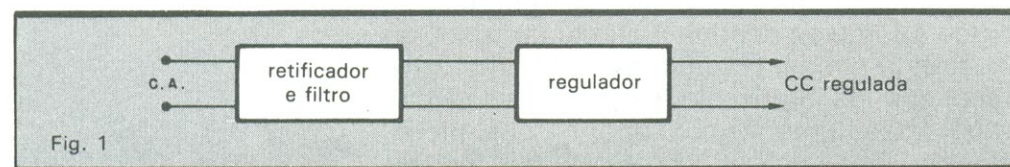
— *Fonte de alimentação fixa*: é aquela cuja tensão de saída é invariável, pois normalmente alimenta sempre o mesmo tipo de equipamento ou faz parte dele. Atualmente muitas fontes fixas são feitas com circuitos integrados especiais, denominados reguladores de tensão, que já fornecem em sua saída tensão fixa e regulada de valor preestabelecido, conforme seu tipo.

— *Fonte de alimentação variável*: é aquela em que a tensão de saída pode ser variada dentro de uma determinada faixa, a fim de cobrir diferentes necessidades. Normalmente, é uma fonte autônoma, destinada ao uso em bancada. Não confundir com fonte ajustável, que vem a seguir.

— *Fonte de alimentação ajustável*: é aquela cuja tensão de saída pode ser ajustada dentro de uma pequena faixa, apenas a fim de se conseguir a tensão fixa desejada. É um caso particular de fonte fixa feita dessa forma por ser muito difícil obter uma tensão preestabelecida exata, sem que se tenha algum meio de ajustá-la. A maioria das fontes de alimentação fixas que devem fornecer tensões dentro de tolerâncias estreitas é ajustável.

Agora que já temos alguns “conceitos básicos firmemente estabelecidos”, podemos atacar o estudo do **como é** e **como funciona**. Naturalmente, iremos do geral para o particular, tendo em vista que a montanha parece muito mais fácil de escalar quando vista do alto.

O mais elementar diagrama de fonte fixa regulada está na figura 1. No primeiro bloco estão o retificador e o filtro, que por si já constituem uma



*Diagrama básico de uma fonte fixa regulada.*



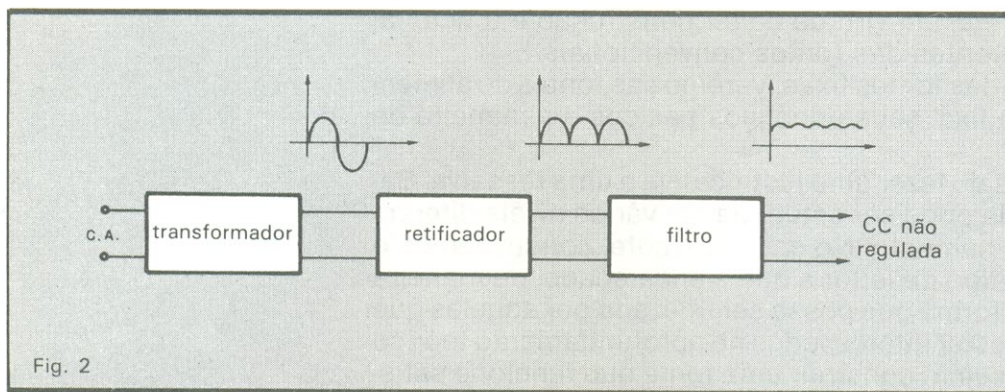
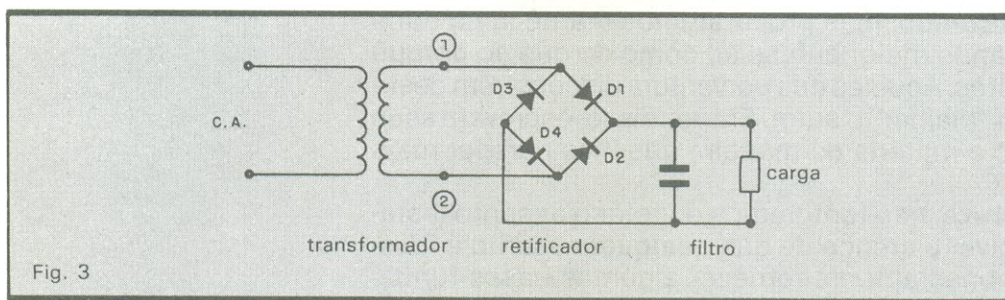


Diagrama de blocos da etapa não regulada da fonte, com as respectivas formas de onda.



Esquema da parte não regulada, composta de transformador, retificador e filtro.

fonte não regulada, e, no segundo bloco, o regulador. O primeiro pode ser desdobrado em blocos menores, como na figura 2, que mostra também as respectivas formas de onda na saída de cada um deles. Note que a forma de onda exibida na saída do retificador assume que ainda não foi colocado o filtro, o qual altera essa forma de onda radicalmente, que passa a ser aquela mostrada na saída do filtro.

Cada um desses blocos tem função específica. O transformador tem duas tarefas: a primeira é abaixar (ou elevar) a tensão CA da rede para o valor necessário aos propósitos da fonte. A segunda é isolar da rede a fonte e o equipamento que ela alimenta. Existem fontes que não utilizam transformador, principalmente em aparelhos domésticos, como rádio e TV. As vantagens decorrentes são menor peso (discutível, a não ser em aparelhos portáteis) e economia (abstemo-nos de entrar nesse campo). De qualquer forma, fontes sem transformadores funcionam segundo os mesmos princípios das convencionais.

O retificador tem a função muito lógica de retificar a corrente alternada, isto é, transformar uma tensão que inverte sua polaridade periodicamente em outra que contém apenas a porção positiva, ainda que seja em forma de pulsos semi-senoidais. Isso pode ser feito de duas maneiras: 1) eliminando-se a porção negativa da CA e, nesse caso, temos um retificador de meia onda (raramente usado); 2) invertendo-se a porção negativa, de forma que ela passe a ser também positiva. Este é o retificador de onda completa, que pode ser em ponte, com quatro diodos, ou com dois diodos e um transformador com tomada central.

Quanto ao filtro, tem a função de filtrar a componente alternada presente na saída do retificador, transformando a tensão pulsada em tensão CC, com uma pequena ondulação. Isso é conseguido por meio de capacitores, associados ou não a resistores e indutores.

Veja agora a figura 3. Ela apresenta um conjunto retificador/filtro típico de uma fonte convencional. Foi acrescentado um elemento denominado **carga**, representando aquilo que a fonte se destina a alimentar. Usou-se um retificador em ponte por ser este o mais popular, existindo inclusive na forma de componente único, com os quatro diodos em um só invólucro. Esse tipo de retificador atua da seguinte forma: suponha que inicialmente o terminal (1) do secundário do transformador esteja positivo em



relação ao terminal (2), isto é, em um semiciclo positivo. Considerando o sentido real da corrente, ela partirá do terminal (2), atravessará o diodo D4 e, como inicialmente o capacitor está descarregado, toda corrente fluirá para ele, carregando-o. Isso acontece apenas no primeiro semiciclo. Posteriormente, apenas uma pequena parte da corrente será usada para repor a carga do capacitor, perdida entre dois semiciclos, e a maior parte dela circulará pela carga. A corrente retornará então para a junção de D1 com D2 e daí procurará o ponto de potencial mais alto, isto é, o terminal (1) do transformador, completando assim o circuito, através do diodo D1.

No semiciclo seguinte, quando o terminal (1) do transformador estiver negativo em relação ao (2), o processo é o mesmo, com a diferença que agora serão os diodos D2 e D3 que conduzirão, fluindo a corrente inicialmente por D3, e retornando ao terminal (2) do transformador através de D2, após ter passado pela carga. Vamos lembrar, mais uma vez, que a carga pode ser qualquer coisa, desde um motorzinho elétrico até um equipamento complexo, como um TV ou um computador.

O que foi visto na figura 3 é apenas o primeiro bloco da figura 1. Como estamos tratando de fontes reguladas, devemos acrescentar o regulador, que naturalmente será inserido entre o retificador com filtro e a carga.

**Reguladores de tensão** — Antes de colocarmos um regulador na nossa fonte para transformá-la em uma fonte regulada, precisamos saber o que é um regulador. Não se preocupe com números por enquanto. Mais adiante veremos como avaliar (não diremos **calcular**, pois a coisa será feita de maneira bem simplificada, atendendo à finalidade estritamente prática deste artigo) os vários parâmetros necessários à construção de uma fonte regulada real.

Reguladores de tensão são dispositivos que mantêm uma tensão constante em sua saída, independente das flutuações da tensão de entrada e das variações da corrente de carga. Claro que essa independência é relativa. Ela funciona dentro de certos limites, além dos quais ou deixa de haver regulação, ou o regulador “estoura”. Além disso, o termo “*regulador de tensão*” é aplicado indiscriminadamente tanto a um regulador muito simples, como um diodo zener, como a um regulador altamente complexo, construído em um circuito integrado, com vários transistores e outros componentes. Invariavelmente, os reguladores de tensão têm como base um diodo zener. Ele pode ser sozinho o próprio regulador, o que não é muito prático; ou, então, como é mais freqüente, funcionar como **referência**, isto é, um valor com o qual o circuito compara a tensão de saída para “saber” quanto de e em que direção fazer as correções necessárias.

A figura 4 apresenta um diodo zener, ao qual foi conectada uma bateria através de um resistor. Note que o diodo está polarizado inversamente, isto é, seu catodo está conectado ao pólo positivo da bateria. É dessa forma que esse diodo funciona, pois ele precisa trabalhar na região de ruptura, a fim de manter a tensão constante nos seus terminais. Os diodos zener possuem três características principais e outras secundárias, que não interessam aos nossos propósitos. As três principais são a **tensão nominal**, a **potência**, ou dissipação, e a **corrente de teste**.

A tensão nominal, especificada pelo fabricante, é a que deve aparecer nos terminais do diodo corretamente polarizado. É o que se especifica na compra de um diodo zener. Ela, como tudo o mais, não é absoluta, isto é, não tem tolerância nula; seu valor pode variar dentro de uma determinada faixa, normalmente expressa em porcentagem, em geral de 5% ou 10%.

A potência também é normalmente especificada na compra do componente e significa o máximo que ele pode dissipar quando em regime de trabalho. Existem diodos para potências desde 250 mW até 50 W (ou talvez mais). Os mais usualmente empregados em montagens e equipamentos comuns têm dissipação de 400 mW a 1 W.

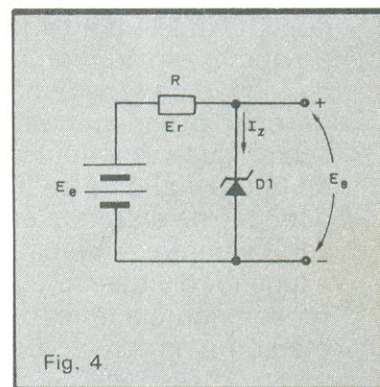


Fig. 4

Diodo zener polarizado.



Quanto à corrente de teste, é simplesmente a corrente na qual o componente teve sua tensão medida, sendo especificada nos manuais e catálogos. Quando se usa um diodo zener em projeto ou montagem, normalmente é escolhida uma corrente menor que a de teste como corrente de trabalho.

**Projetando uma fonte simples** — Voltando à figura 4, a bateria representa o conjunto transformador/retificador/filtro da figura 3. Sua tensão, portanto, não é uniforme, como seria a de uma bateria real. Ela acompanha as variações de tensão da rede elétrica. Por sua vez, o circuito destina-se a alimentar um pequeno aparelho, digamos um gravador portátil, quando não está sendo alimentado por pilhas.

**Determinando necessidades** — Em todo projeto, devemos inicialmente determinar quais são as necessidades, para em seguida procurar soluções que as satisfaçam. Começaremos, portanto, determinando o que é preciso para alimentar o nosso gravador. Suponha que normalmente ele funcione com quatro pilhas médias; portanto, sua tensão de alimentação é de 6 volts. Devemos determinar agora qual a corrente consumida pelo aparelho, e para isso precisamos medi-la, sem esquecer que essa corrente não é constante: ela varia com o volume de som que o gravador estiver entregando. As correntes médias não interessam, mas sim a máxima e a mínima.

Na realidade, a corrente mínima também não tem importância para o projeto e pode ser considerada como qualquer coisa muito abaixo da corrente máxima. O que realmente importa é a corrente máxima, que deverá ser determinada através de medição direta no aparelho ou então por um meio indireto, isto é, consultando-se as especificações do gravador em seu manual ou em etiquetas por acaso existentes na caixa. Muitas vezes são dadas duas especificações, e devemos tomar cuidado para não fazer confusão: a potência de saída do equipamento, isto é, a potência **de áudio**, em watts, entregue pelo alto-falante; e o **consumo** do aparelho, isto é, a potência máxima que ele exige da rede ou das pilhas para funcionar.

Um exemplo esclarecerá melhor: um determinado gravador, muito popular, tem **consumo** de 6 W e **potência de saída** de 1,5 W. A potência consumida é muito maior do que a potência de áudio porque o gravador consome energia não somente em seus circuitos eletrônicos mas também para acionar a parte mecânica; seu motor, por exemplo, consome muita energia. Portanto, ao calcularmos a corrente necessária para fazer funcionar o aparelho, devemos levar em consideração a potência consumida, e não a de áudio. Neste exemplo, o aparelho consome 6 W, e, como é alimentado com 6 V, uma divisão simples nos diz que ele solicita 1 A de corrente. Esta é a corrente máxima, e a que deverá ser considerada no projeto. E com isto temos as especificações da fonte, que são:

- tensão de saída: 6 V;
- corrente máxima: 1 A.

Recordando agora o princípio básico das fontes reguladas, sabemos que a regulação é feita à custa de uma variação de tensão no elemento regulador. Isto é, a tensão não regulada que vai alimentar a fonte deve ser maior do que a tensão regulada de saída, pois quando houver uma diminuição da tensão da rede, e portanto da tensão não regulada, a tensão de saída deverá permanecer a mesma; para isto, deverá haver uma tensão “de reserva”, que irá diminuir para que a tensão de saída não se altere. Uma olhada na figura 4 poderá esclarecer melhor: a tensão de saída,  $E_s$ , é a regulada; a tensão de entrada, representada pela bateria  $E_e$ , é a não regulada, a que varia sempre; a queda de tensão no resistor  $R$ , que chamaremos de  $E_r$ , é a tensão “de reserva”, que irá variar juntamente com a tensão  $E_e$ , para manter constante a tensão  $E_s$ . Em palavras mais “matemáticas”, a tensão  $E_e$  é a soma da tensão  $E_s$  com a queda no resistor  $R$ , ou:

$$E_s = E_e - E_r$$



Portanto, para que  $E_s$  se mantenha constante, quando  $E_e$  cresce,  $E_r$  deve também crescer, e quando  $E_e$  diminui,  $E_r$  também deve diminuir.

Mas de que maneira  $E_r$  aumenta e diminui acompanhando as variações de  $E_e$ ? Através de variação da corrente no diodo zener. Quando  $E_e$  aumenta, a tendência é aumentar a corrente na carga; mas como isso não pode acontecer porque a tensão é constante, o aumento de corrente será absorvido pelo diodo zener, e esse aumento de corrente vai produzir o aumento da queda de tensão em  $R$ . Entretanto, esse aumento de corrente no diodo tem um limite, determinado por sua potência ou dissipação. Por esse motivo, uma fonte regulada do tipo mostrado na figura 4 não é prática. Ela é viável apenas quando o consumo de corrente pela carga é muito pequeno e as variações são mínimas. Vejamos isso em números.

Suponha que vamos alimentar o gravador com uma fonte do tipo da figura 4. Admitamos que inicialmente a voltagem  $E_e$  seja 11 V e que o gravador esteja a pleno volume, isto é, consumindo 1 A, e o diodo zener seja de 6,2 V (que é o valor comercial mais próximo de 6 V), com dissipação de 1 W. A queda de tensão em  $R$  será 11 menos os 6,2 V de  $E_s$ , ou seja, 4,8 V. Como a corrente é de 1 A, o valor de  $R$  será de 4,8 V/1 A ou 4,8 ohms, certo? Errado: estamos esquecendo a corrente no diodo zener. Sempre tem de haver corrente no diodo, caso contrário ele não funciona.

Suponhamos que a corrente no zener seja aquela especificada no manual como a de teste, que no caso é de 41 mA.

Temos então uma corrente total em  $R$  de 1,041 A, a qual, com uma queda de tensão de 4,8 V, resulta em uma resistência de 4,61 ohms. A adoção do valor comercial mais próximo, 4,7 ohms, é, neste caso, perfeitamente normal. A dissipação no zener será então de 6,2 V multiplicada por 0,041 A (41 mA), o que nos dá 0,254 W, ou seja, 1/4 da dissipação máxima do diodo. Até aqui tudo bem, mas suponha que baixamos o volume do gravador e ele passou a consumir apenas 0,6 A. Agora está “sobrando” 0,4 A, que, como já vimos, será desviado para o diodo zener, o qual passará a suportar uma corrente de 0,4 A mais 0,041 A, isto é, 0,441 A. Essa corrente, com os 6,2 V de tensão, resulta em uma dissipação de 2,73 W... e o diodo vai para o espaço!

*Estabelecendo características* — Realmente, esse tipo de regulador não é prático. Então, o que fazer? Mudar a filosofia do projeto. O diodo zener é muito bom para fornecer uma tensão constante, mas não é um regulador eficiente quando se trata de alimentar uma carga. Então vamos usá-lo apenas como referência — isto é, ele nos fornecerá uma tensão fixa, que servirá de forma indireta para manter invariável a tensão de saída de nossa fonte. E a regulação propriamente dita será feita por um outro elemento, capaz de suportar as grandes variações de corrente e tensão que ocorrem no processo de regulação. O novo esquema está ilustrado na figura 5. O transistor  $Q1$  é o elemento capaz de suportar essas grandes variações e o diodo zener terá de suportar apenas as variações de corrente resultantes das alterações na tensão da rede — que, normalmente, não deverão ultrapassar os 15%.

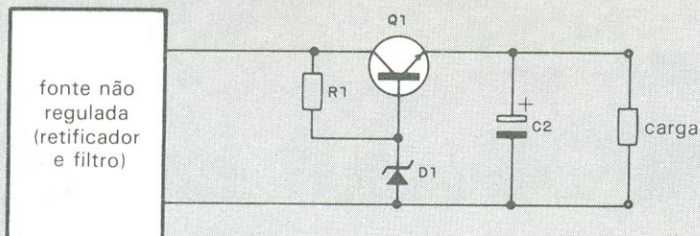


Fig. 5

*Esquema da etapa reguladora de uma fonte simples.*



O circuito funciona assim: o transistor faz o papel do resistor do circuito da figura 4, com a grande diferença que o transistor é uma **resistência dinâmica**, isto é, seu valor é variável. Sua resistência aumenta quando diminui a corrente solicitada pela carga ou quando aumenta a tensão de entrada do regulador, e diminui quando ocorre o inverso, mantendo, dessa forma, a tensão de saída constante. E o responsável por isto é o diodo zener. Vamos examinar o funcionamento do circuito com números (só um pouquinho de aritmética simples, mas necessária para comprovação).

A tensão de saída de que precisamos é 6 V, portanto devemos ter 6 V no emissor do transistor. Como a queda de tensão entre base e emissor é de cerca de 0,7 V e ele é do tipo NPN, a base estará 0,7 V mais positiva do que o emissor, isto é, sua base deverá ter 6,7 V. Grande “coincidência”! A tensão de base do transistor é necessariamente a tensão no diodo zener. Então basta colocarmos um zener de 6,7 V ali, e está resolvido nosso problema, certo? Certo. Só que não existe diodo zener de 6,7 V. E daí? Colocamos então um de 6,8 V, que é o valor comercial mais próximo. Essa pequena diferença de 0,1 V não tem a mínima importância para os nossos propósitos. Além do mais, a menor tolerância para diodos zener comerciais é de 5%, o que faz com que o seu valor possa estar em qualquer ponto da faixa de 6,46 V a 7,14 V, proporcionando uma tensão de saída, na fonte, entre 5,76 V e 6,44 V, valores perfeitamente aceitáveis para a nossa finalidade. Quando precisamos de tensões com menor tolerância, devemos introduzir essa característica no projeto.

Agora o elemento regulador é o transistor Q1, que neste caso é denominado **regulador série**, pois está em série com a carga. Ele absorverá todas as variações de tensão que houver, seja devido à variação de corrente na carga, seja por causa da flutuação de tensão da rede. E aí surge a pergunta: de que maneira o transistor mantém a tensão de saída constante?

Se olharmos o circuito regulador de outra forma, como na figura 6, veremos que ele está configurado como seguidor de emissor, ou seja, seu emissor reproduzirá fielmente o que estiver na base. E como na base há uma tensão constante e invariável, proporcionada pelo diodo zener, a tensão do emissor será também invariável. Se houver uma tendência para a elevação da tensão de emissor, por exemplo, a diferença entre emissor e base tenderá a diminuir, o que causará a redução da tensão de emissor. É uma realimentação negativa, em suma.

Uma outra forma de analisar o caso é encarando o circuito como um **amplificador comparador**. Ele efetua uma comparação entre as tensões de base e de emissor, e a diferença entre as duas controlará a maior ou menor condução do transistor. Tudo isso, porém, acontece instantaneamente, de forma que não é possível acompanhar o funcionamento do circuito através de medições, mesmo com os instrumentos mais rápidos. Na realidade, nem chega a acontecer; o que realmente há são **tendências**, isto é, a tensão **tende** a subir, o que faz com que a corrente **tenda** a diminuir, corrigindo-a. Se assim não fosse, a tensão de saída estaria constantemente variando, sendo corrigida e variando novamente, e jamais teríamos uma fonte regulada, e sim uma com a tensão de saída em constante sobe e desce.

**Dimensionando** — Toda a corrente que flui pela carga atravessa o transistor; portanto, devemos dimensionar esse componente de forma a suportar, com folga, a máxima corrente que a fonte deverá fornecer. Já ficou estabelecido que a corrente máxima na carga é de 1 A. Assim sendo, como o transistor deverá suportar 1 A, vamos escolher um tipo que suporte



uma corrente máxima de pelo menos 3 A (de preferência, maior ainda). Quanto à tensão, não precisamos nos preocupar muito, neste caso, pois a queda de tensão em Q1 deve ser da ordem de 4 a 6 V, e qualquer transistor suporta isso. Um cuidado que devemos ter é de não usar um transistor para alta-tensão (acima de 70 volts), pois nesse caso ele trabalharia em uma região não linear de sua curva, podendo impedir a fonte de funcionar.

Mas... de onde saíram esses “de 4 a 6 V”? Isso é o resultado de uma série de fatores, de cujos detalhes escabrosos pouparemos o leitor, mas ao qual se pode chegar com um pouco de bom senso. Examinando as famílias de curvas dos transistores, pode-se ver que os tipos de potência para baixa tensão trabalham em região linear, numa ampla gama de tensões, inclusive a que escolhemos. Essa faixa de 4 a 6 V é conveniente por proporcionar baixa dissipação do transistor e principalmente porque podemos usar um transformador convencional de 9 V. Poderíamos usar um transformador de maior tensão, porém isso não traria vantagem alguma. Pelo contrário, apenas causaria maior queda de tensão no transistor, com a conseqüente maior dissipação, necessidade de um dissipador de grandes dimensões, maior volume e desperdício de energia.

Resta ainda, na parte de regulação, calcularmos o valor do resistor R1, o que pode parecer muito simples, mas na realidade é uma das partes mais complexas do projeto. Tentaremos simplificá-la ao máximo, mas aqui é realmente necessária alguma “ginástica mental”, pois, se não chegarmos a um valor adequado para R1, não conseguiremos uma fonte que funcione corretamente. Esse resistor tem duas finalidades: a primeira é proporcionar uma fonte de corrente ao diodo zener. A segunda, entregar corrente de base ao transistor, para que este forneça a corrente de saída da fonte. Para calcularmos o valor de R1, vamos precisar dos dados abaixo:

- valor da tensão no coletor de Q1;
- valor da tensão na base de Q1;
- ganho (beta) do transistor Q1;
- corrente de base de Q1;
- corrente no diodo zener.

Agora daremos um descanso ao leitor. No seguimento desta matéria veremos cada um dos itens apresentados e a conclusão da nossa fonte. Serão apresentados também uma forma de acrescentar um limitador de corrente, para proteção contra curto-circuitos, e um exemplo de cálculo de uma outra fonte.

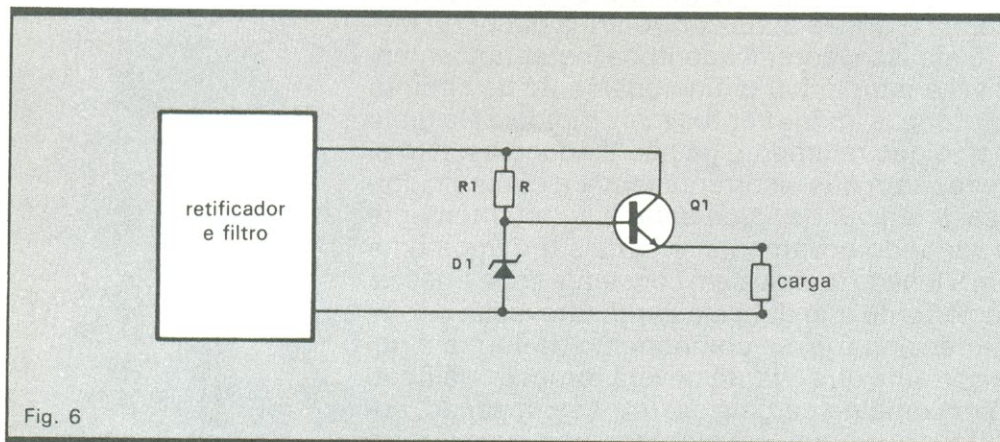


Fig. 6

*Regulador redesenhado, permitindo a visualização do funcionamento como seguidor de emissor.*



# Diodos para aplicações especiais

**H**á cerca de 20 anos, um novo tipo de diodo começou a operar uma transformação no setor da eletroóptica. Hoje, ele já tem sucessores mais avançados em muitos dos campos que invadiu, mas continua sendo a melhor opção em outras tantas utilizações. É claro que estamos falando do LED, o diodo emissor de luz (*light emitting diode*), provavelmente o mais conhecido e difundido tipo de diodo especial.

Apesar de os LEDs terem se tornado realidade apenas nos anos 60, a propriedade de emissão de luz nos semicondutores já tinha sido identificada bem antes, em 1907, por H. J. Round. O que tornou prática a construção dos

diodos eletroluminescentes foi a mudança no material utilizado, com a adoção do arsenieto de gálio (GaAs).

Esse tipo de semicondutor demonstrou elevada eficiência na conversão de corrente elétrica em luz, viabilizando os diodos eletroluminescentes.

Como resultado, em pouco tempo os LEDs passaram a substituir as lâmpadas-piloto de amplificadores e outros aparelhos eletrônicos, e se difundiram em mostradores de calculadoras, relógios digitais, acopladores ópticos, sistemas de comunicação etc.

**O princípio, no átomo** — Para entender o funcionamento do LED, precisamos descer até o nível do que aconte-

ce no átomo. Um átomo pode absorver energia externa na forma de calor, luz, raios X ou raios gama. A contribuição energética faz com que os elétrons de valência do átomo subam para um nível de energia mais alto. Essa posição é chamada de banda de condução e normalmente fica desocupada. O espaço entre a banda de valência e a de condução é denominado zona proibida, onde, sob condições normais, os elétrons não podem ficar (fig. 1).

O átomo estimulado pode reter o elétron na banda de condução por um tempo variável entre alguns nanossegundos e vários dias. Cedo ou tarde, porém, o átomo volta ao estado normal, com os elétrons estimulados retornando à banda de valência. Quando isso acontece, os elétrons liberam a energia absorvida na forma de luz ou calor. Essa energia irradiada é chamada de radiação de recombinação, já que o elétron se combina com a lacuna que ele ocupava e, nesse processo, emite radiação.

No arsenieto de gálio, a radiação de recombinação pertence quase totalmente à gama do infravermelho próximo. Como há pouca produção de calor, o GaAs apresenta-se uma fonte de luz bem eficiente, com resposta de pico no comprimento de onda de 0,88 micrometros. Outras combinações de materiais, com dopagem de fósforo, cádmio, magnésio e zinco, por exemplo, permitem obter radiação em comprimentos de onda diferentes, atingindo a faixa da luz visível. Daí resultam os LEDs que emitem luz vermelha, verde ou amarela.

Na figura 2 mostramos o símbolo usado para representar o LED num circuito elétrico.

**Eficiência de conversão** — Uma característica importante dos LEDs é sua eficiência na conversão de energia. Esse parâmetro está relacionado com a quantidade de elétrons estimulados,

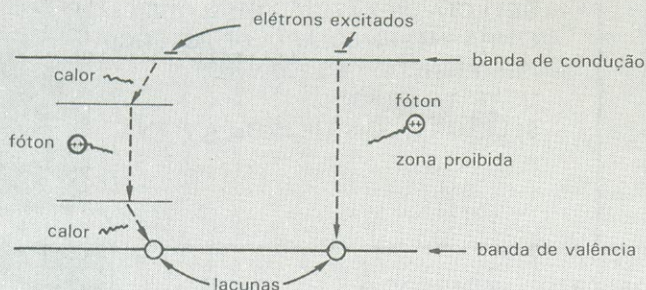


Fig. 1

Emissão indireta do fóton (devida à irradiação de calor) e direta, que é mais eficiente.



Fig. 2

Símbolo usado para representar o LED nos circuitos elétricos.



que produzem a emissão de fótons de luz no processo de recombinação. Por exemplo, se cada 8 de 10 elétrons estimulados emitem fótons, diz-se que a eficiência quântica do semiconductor é de 80%.

Mas aí ocorre um problema: embora o GaAs tenha eficiência quântica próxima de 100%, boa parte da luz gerada dentro do cristal não consegue passar da superfície do material. Os dois maiores fatores de perda são a absorção do cristal e a reflexão interna de sua superfície. Por esse motivo, a eficiência costuma ser expressa em termos de eficiência interna e externa, sendo esta última sempre menor. A temperatura também exerce influência sobre a eficiência de transmissão, sendo que o resfriamento melhora essa característica, como também altera o comprimento de onda da radiação emitida.

**Estrutura do LED** — Aplicada à concepção do diodo semiconductor de duas camadas, a propriedade de o arsenieto de gálio emitir luz resultou nos LEDs. No caso, as emissões de luz são con-

seguidas a partir da injeção de corrente elétrica no dispositivo.

A figura 3 ilustra, de forma simplificada, como ocorre a emissão numa junção PN de GaAs. Quando o diodo é ligado a uma fonte de corrente, os elétrons são introduzidos na região N. Para cruzar a barreira de potencial, formada pela junção, eles são transferidos à banda de condução. Após a passagem pela junção, os elétrons caem de volta para as lacunas da banda de valência e, nesse processo, liberam sua energia excedente na forma de radiação de recombinação.

Agora, na figura 4, observamos a estrutura básica de construção de um LED planar. Numerosas variações na aparência física e configuração dos eletrodos são possíveis para esses dispositivos. Tipicamente, consistem numa pastilha semicondutora tipo P, com uma camada difundida tipo N.

A camada P é geralmente colada à base metálica, porque tende a ser menos transparente à radiação. Portanto, a emissão externa de luz se dá mais via camada N, apesar de, durante a operação, a radiação gerada na junção ser

emitida por todas as partes do diodo não bloqueadas. Geralmente a base metálica é também reflexiva, para melhor aproveitamento da luz gerada pelo dispositivo.

A configuração exterior dos LEDs igualmente varia bastante. O formato hemisférico (fig. 5) da pastilha semicondutora é o que permite melhor eficiência, por não ter superfície que cause perda por reflexão, como acontece nos diodos planares. No entanto, os LEDs hemisféricos são muito mais caros.

Uma forma mais barata de minimizar o problema é encapsular o cristal num material claro, com índice de refração intermediário entre o do semiconductor e o do ar. E, de fato, a maioria dos LEDs da faixa visível é feita utilizando essa técnica. O epóxi transparente, o material empregado, permite melhorar em cerca de duas vezes e meia a saída de luz, em comparação com um diodo não encapsulado, através da mudança do ângulo crítico de refração.

As configurações de LEDs mais comuns podem ser vistas na figura 6. A partir dessas configurações básicas, muitas outras ainda são encontradas. Além de facilitar a emissão de luz da pastilha semicondutora, o revestimento de epóxi pode ser geometricamente moldado para produzir várias saídas em feixe. Uma superfície arredondada próxima à pastilha resulta num feixe aberto, enquanto uma superfície redonda mais afastada produz um feixe estreito.

**Características e vantagens** — Os LEDs apresentam curvas características de relacionamento entre tensão e corrente similares às da maioria dos diodos. Isso quer dizer que sua corrente de condução cresce rapidamente, enquanto a tensão permanece quase constante. A figura 7 é exemplo de um gráfico tensão-corrente de um LED de GaAs típico.

Há um limite para a tensão reversa e a corrente direta que cada LED pode suportar sem ser danificado. Grande parte dos LEDs comerciais pode ser

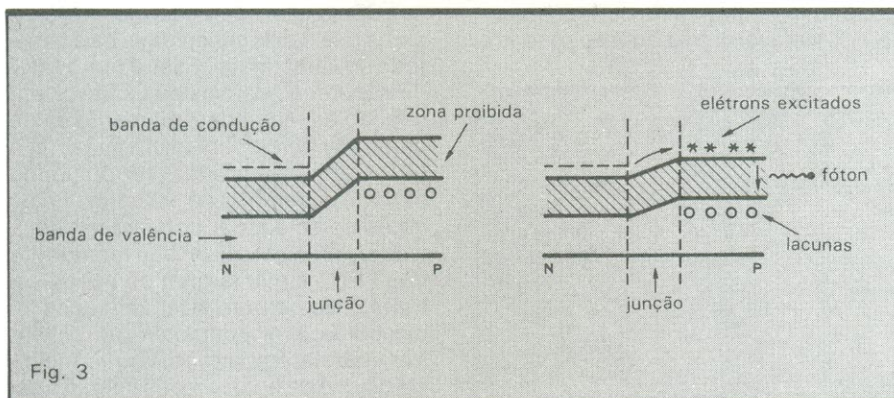


Fig. 3

Diagrama de níveis de energia de uma junção PN de LED.

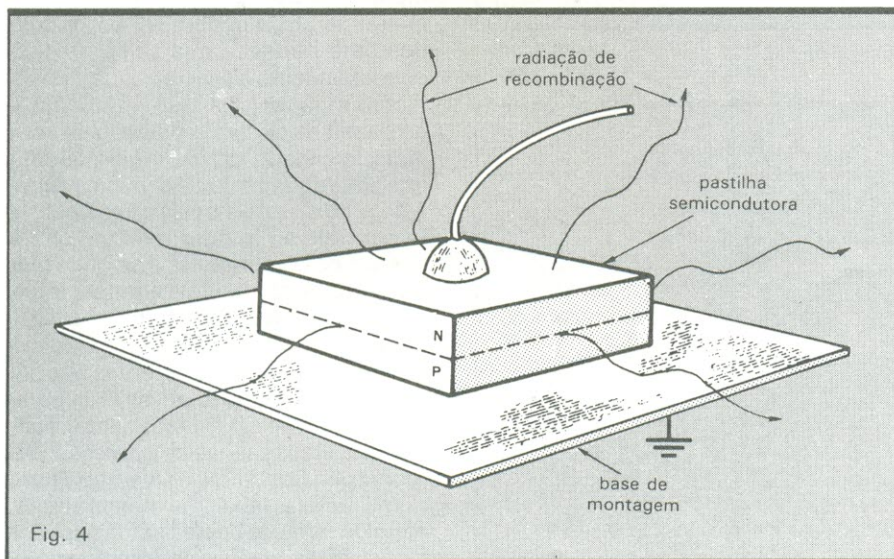


Fig. 4

Estrutura básica de um diodo eletroluminescente planar.

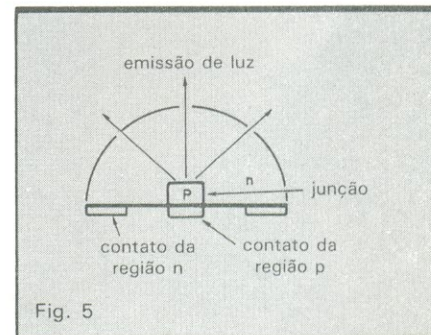


Fig. 5

Emissão de luz num LED de forma hemisférica.



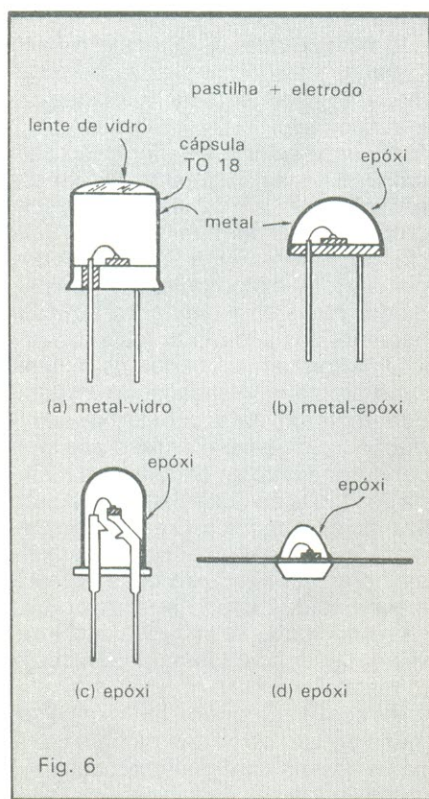


Fig. 6  
Várias configurações comumente encontradas de LEDs.

polarizada diretamente e com correntes de 50 a 100 mA, mas correntes mais elevadas exigirão o uso complementar de um dissipador térmico. As tensões reversas de alguns volts são toleradas na maioria das vezes.

A saída de luz dos LEDs, em geral, varia linearmente com a corrente aplicada. A figura 8 mostra a saída de um diodo emissor de luz vermelha, de fosfo arsenieto de gálio (GaAsP). Nota-se a perfeita linearidade da emissão luminosa até a corrente de 65 mA ser atingida. Para cima de 80 mA, a emissão de luz começa a declinar em relação ao valor de pico. Essa queda é causada por sobreaquecimento da pastilha do LED. O diodo em questão poderia trabalhar com níveis um pouco mais elevados de corrente se fosse instalado num dissipador metálico.

O relacionamento entre a corrente de entrada e a saída de luz é interessante para algumas aplicações dos LEDs, como a comunicação por modulação de amplitude da voz e os potenciômetros ópticos.

Outro traço fundamental dos LEDs é sua rapidez de resposta. Dissemos que um elétron, no estado estimulado, pode ficar na banda de condução por tempo variável entre nanossegundos e

dias. No caso do arsenieto de gálio e do fosfo arsenieto de gálio, o tempo de vida do elétron excitado pode ser inferior a um nanossegundo. Por isso, os LEDs feitos com esses materiais emitem radiação em resposta a pulsos de corrente da ordem de nanossegundos.

Os LEDs compensados com dopagem de silício são bem mais lentos que os de GaAs e GaAsP, embora bem mais eficientes. De qualquer modo, mesmo seu tempo de resposta próximo de 300 ns é ainda muito mais rápido que o de outras fontes de luz.

A resposta muito rápida do LED o torna ideal para a comunicação óptica em altas frequências. Um LED de GaAs típico, por exemplo, pode facilmente ser modulado ao ritmo de 100 MHz. E os dispositivos de arsenieto de gálio compensados com silício, para maior eficiência de conversão, podem trabalhar a 1 megahertz.

Outra vantagem dos LEDs é sua prolongada vida útil. Enquanto as lâmpadas incandescentes fazem muito se funcionarem além de 10 mil horas, os LEDs podem durar em operação 100 mil horas ou mais. Alguns estudos de aceleração da vida útil indicaram que os LEDs podem operar até por 100 anos antes que sua luminosidade caia à metade do valor inicial. Esse é outro fator de superação desses dispositivos em relação às lâmpadas: enquanto estas param de funcionar em um instante, o LED continua a produzir luz por longo período de tempo, até por vários anos, antes de se apagar completamente.

Mais uma característica importante dos LEDs é sua largura de banda estreita. Isso permite fazer lâmpadas indicadoras semicondutoras que emitem luz amarela, âmbar, verde ou vermelha sem o uso de filtros, necessários no caso das lâmpadas incandescentes. O espectro estreito é fundamental na comunicação óptica por duas razões. Primeira, os LEDs podem ser programados para fornecer uma saída de pico correspondente à sensibilidade dos detectores disponíveis. Isso significa que a luz emitida poderá ser detectada com mais facilidade do que num sistema que empregue fonte de espectro largo. A segunda razão é que a banda estreita equivale a um filtro, que transmite apenas os comprimentos de onda que interessam, ajudando a eliminar interferências de fontes externas de luz.

Finalmente, os LEDs reúnem todas as vantagens físicas inerentes aos semicondutores. São relativamente baratos e fáceis de serem fabricados. Não exigem altas tensões de operação, demonstram boa eficiência e trabalham numa ampla faixa de temperaturas, além de terem robustez física superior à das lâmpadas incandescentes equivalentes.

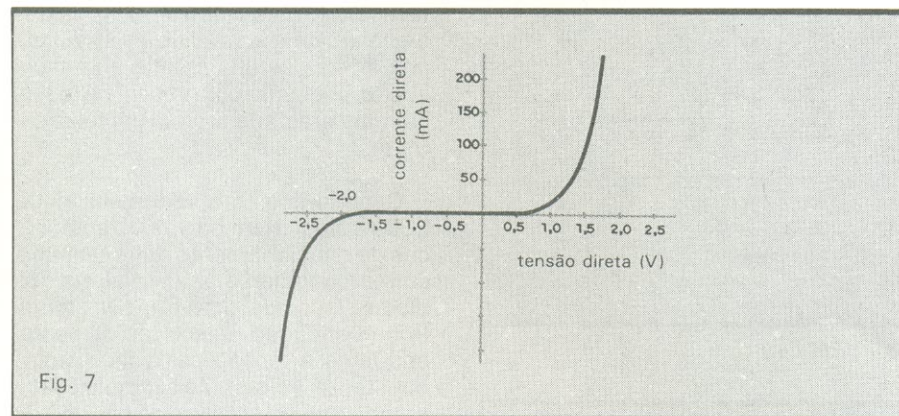


Fig. 7  
Gráfico de tensão x corrente de um diodo emissor de luz.

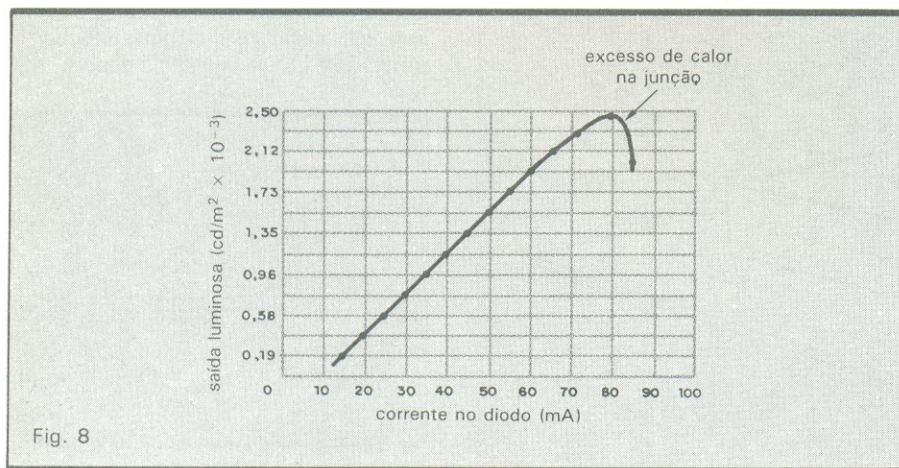


Fig. 8  
Saída luminosa em função da corrente direta, num LED de GaAsP.



CONCLUSÃO

# Transmissão de dados por linha telefônica

*Diversos parâmetros precisam ser verificados para assegurar a qualidade da transmissão de dados numa linha telefônica, compreendendo resposta em frequência, fase, ruídos e outros*

A fim de assegurar os padrões de qualidade exigidos na transmissão de dados — através de linha telefônica ou outro meio qualquer —, é necessário efetuar uma série de medidas, além daquelas realizadas na transmissão de voz, as quais estão reunidas na Tabela 1. Como se vê, as medidas são divididas em dois grupos. No primeiro são relacionadas as medidas de eventos estatísticos, que têm unidades (V, A  $\Omega$  e Hz) e cuja incidência pode ser prevista e alterada. No segundo grupo são selecionadas as medidas de eventos de natureza aleatória, que ocorrem esporadicamente, não têm unidade, e cuja incidência não pode ser alterada ou modificada. As principais medidas realizadas são: atenuação, resposta em frequência, diafonia, nível de ruído, distorção harmônica, perda de retorno, isolamento A-B, atraso de grupo, taxa de erros, distorção por polarização, variação de frequência, desvio de fase, salto de fase, salto de ganho, salto de amplitude, ruído impulsivo e interrupções.

**Atenuação** — O objetivo de medir-se a atenuação em uma linha telefônica é determinar o ganho ou atenuação que o sinal de teste sofre ao longo da linha. Essa medida nos dá uma idéia

do grau de atenuação que a linha oferece ao sinal transmitido.

Para determinar a atenuação em uma LT, desconectamo-la de ambos os lados e conectamos, em um de seus extremos, um gerador de áudio, ajustando a frequência para 800 Hz e o nível de saída para -13 dBm (ver Tabela 2). No outro extremo da linha, ligamos um medidor de nível seletivo ou banda larga, para verificarmos o nível do sinal recebido, como indica a figura 9.

A atenuação ao longo da linha é a diferença de nível, em dB, entre o sinal aplicado na entrada da linha e o que se medir no final da linha, na frequência de 800 Hz. A atenuação depende da qualidade da linha e o nível recebido vai depender da sensibilidade do Modem (RX) ligado no final da mesma — um nível de -45 dBm pode ser recebido sem degradar a informação. Na Tabela 2 são dados os níveis máximos que devem ser aplicados na entrada da linha em teste, de acordo com o tipo de modulação e o tipo de linha usados.

**Resposta em frequência** — Também conhecida como distorção por atenuação, a resposta em frequência é definida como sendo a variação de nível dentro da faixa de voz, medida no outro extremo da linha em relação a uma

referência. Para determinar a variação do nível, ligamos no extremo A da linha em teste (fig. 9) um gerador de sinal com frequência variável e o ajustamos para 800 Hz, com nível de saída no valor nominal, como indica a Tabela 2. No outro extremo da linha, ligamos um medidor, de preferência em banda larga, para sabermos o nível na frequência de 800 Hz, tomando esse resultado como referência de 0 dB.

A seguir, variamos a frequência do gerador para os valores apontados no eixo horizontal da figura 10. Para cada frequência ajustada, anotamos a variação do nível lido no medidor, em relação à referência de 0 dB. A variação na faixa de 300 a 3 400 Hz não deve exceder os limites indicados na figura 10.

**Distorção por intermodulação** — A distorção por intermodulação (diafonia) é definida como sendo a quantidade de energia induzida por um meio de transmissão nos demais meios que estão próximos a ele. Devido ao acoplamento, há tendência de haver “vazamento” da informação transmitida de um meio nos demais. Quando diversos canais de dados são enviados através de um meio de transmissão, principalmente quando se usam cabos multipares, há acoplamento, tanto indutivo co-



# Principais medidas realizadas na transmissão de dados + voz

Tabela 1

1		2	3	4	5	6	
grupo	item	parâmetros medidos	instrumentos usados	recomendação usada	frequência de teste	transmissão de	
						dados	voz
1.º	1	Atenuação	PMG-13	—	800 Hz	X	X
	2	Resposta em frequência	PMG-13/WM20	—	0,3-3,4 kHz	X	X
	3	Diafonia	PMG-13/DLM-3	—	800/1020 Hz	X	X
	4	Nível de ruído	PMP-20	—	CCITT/P-53	X	—
	5	Distorção harmônica	PMG-13	—	700 Hz	X	X
	6	Perda de retorno	WM-20	—	0,3-3,4 kHz	X	X
	7	isolação A-B	NORMA 1806	—	—	X	—
	8	Atraso de grupo	LD3	—	1800 Hz	X	—
	9	Taxa de erros	HP 1645A	V-52 e V-53	511 ou 1:1	X	—
	10	Distorção por polarização	TREND 1-9-1	V-53	1:1	X	—
	11	Desvio de frequência	DLM-3	M1020	1020/2040 Hz	X	—
	12	Desvio de fase	DLM-3	M1060	1020 Hz	X	—
2.º	13	Salto de fase	DLM-3	M1020/0,91	1020 Hz	x	—
	14	Salto de ganho	DLM-3	M1060	1020 Hz	X	—
	15	Ruído impulsivo	DLM-3	—	0,3-3,4 kHz	X	—
	16	Interrupções	DLM-3	M1060	1020 Hz	X	—

mo capacitivo, entre os pares, ocorrendo, em consequência, interferência entre as informações que estão sendo transmitidas tanto no mesmo sentido como em sentidos opostos.

A quantidade de energia induzida depende do nível do sinal injetado na entrada da linha, do plano entre os meios (paralelos ou transversais) e do grau de acoplamento entre estes. Dependendo do nível induzido, pode ser tão alta a ponto de comprometer a qualidade do sistema em operação. Para determinar o grau de intermodulação, desconectamos a linha a ser medida e carregamos

um dos seus extremos com uma carga resistiva de 600  $\Omega$  (fig. 11). A seguir, alimentamos o extremo A da linha "1" (linha interferente) com um gerador de sinais, ajustamos a frequência para 800 Hz e o nível de saída de acordo com a Tabela 2. No extremo A da linha "2" (linha interferida), ligamos um medidor de nível seletivo (PMG-13) e o sintonizamos na frequência do gerador.

O valor da diafonia é lido na escala do medidor seletivo e será a diferença entre o nível do sinal injetado e o nível do sinal lido. Por exemplo, se introduzirmos um nível de -13 dBm e me-

dirmos -92 dBm, o nível do sinal interferente na linha adjacente será de:  $-13 - (-92) = 79$  dB. Neste caso, o nível do sinal interferente de uma linha na outra está 79 dB abaixo do nível do sinal injetado na linha interferente. Nas linhas telefônicas usadas na transmissão de dados é aceitável uma diafonia maior ou igual a 70 dB.

**Nível de ruído** — O nível de ruído presente no final do sistema, conhecido por ruído básico ou ruído de fundo, é uma soma de diversos tipos de ruído, tais como: ruído térmico fixo, ruído de diafonia, distorção harmônica, ruído de comutação, ruído de 60 Hz (*ripple*) etc. O CCITT recomenda, para uma LT usada na transmissão de dados, um nível de ruído de no máximo -50 dBmop, medido no terminal da linha em teste. Em condições normais, o ruído, pela sua característica, não deve provocar erro acentuado na informação digital transmitida; isso só deve acontecer quando seu nível aumentar para -30 dBmop.

Para medi-lo, carregamos a entrada da linha em teste (fig. 9) com uma carga resistiva de 600  $\Omega$  e, no outro extremo, ligamos um medidor de nível com filtro psofométrico (filtro CCITT-53). Verificamos, então, o ruído presente no final do sistema, cujo nível é apresentado em valor absoluto, ponderado psofometricamente com relação à origem, sendo portanto expresso em dBmop. A relação sinal/ruído (S/R) pode ser determinada aplicando-se na entrada do sistema em teste um tom de 800 Hz com -13 dBm ou 0 dBm. Usando um medidor de nível psofométrico, anotamos o nível do sinal no final da linha e a relação sinal/ruído se-

## Níveis nominais aplicados à linha

Tabela 2

tipo de modulação usada	tipo de linha usada	nível aplicado à linha	observações
FSK ou PSK	comutada	-10 dBm	trans-símplex
		-13 dBm	trans-dúplex
	privada	-10 dBm	uso exclusivo
		-20 dBm	uso alternado
ASK	comutada	-15 dBm	potên. média
	privada	-6 dBm	potên. média

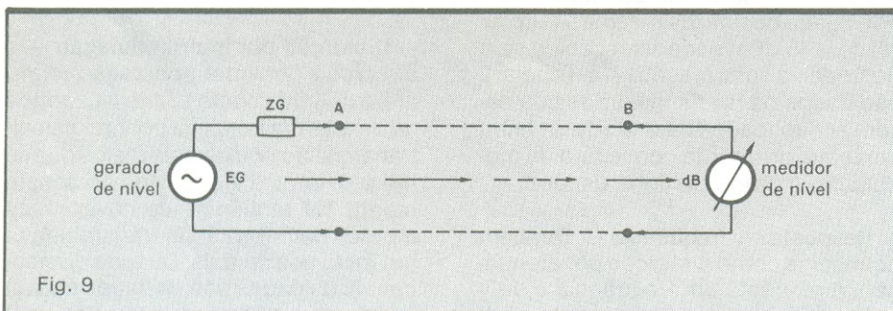


Fig. 9

Sistema prático para medir atenuação, resposta em frequência, atraso, ruído etc., em uma linha telefônica.



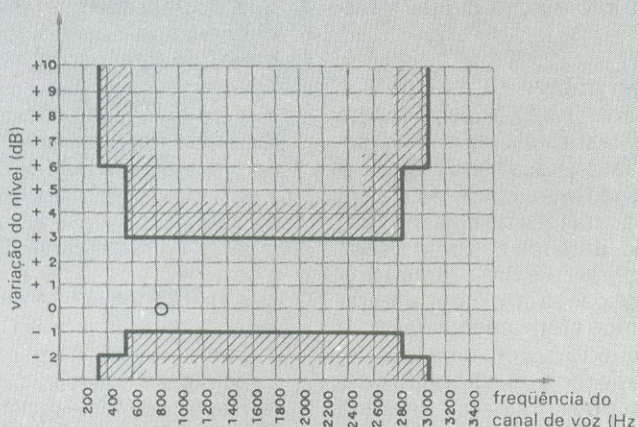


Fig. 10

Máscara da variação do nível em relação à frequência de 800 Hz.

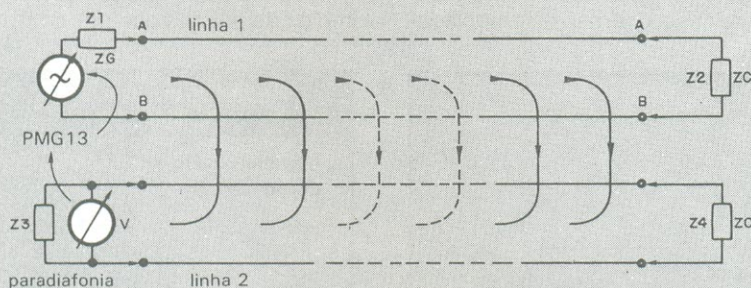


Fig. 11

Efeito de acoplamento do sinal (paradiafonia) e como medi-lo.

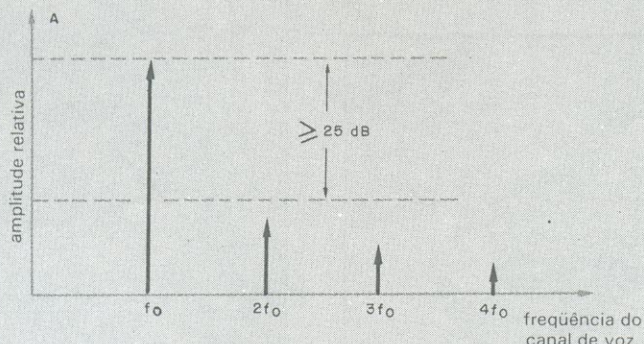


Fig. 12

Amplitude relativa da portadora  $f_0$  e das harmônicas  $2f_0$ ,  $3f_0$  etc.

rá a diferença, em dB, entre a amplitude absoluta do tom de 800 Hz e o nível do ruído de fundo.

**Distorção harmônica** — Também conhecida por distorção não-linear, ocorre quando transmitimos um sinal senoidal através de um circuito de transmissão com características de transferência não-linear, tal como as repetidoras e os equalizadores de linha. Quando enviamos um tom senoidal puro através de um meio não-linear, no final do sistema, além da frequência fundamental ( $f_0$ ), também irão aparecer frequências múltiplas de  $f_0$ , conhecidas como harmônicas, como ilustra a figura 12.

Para medir a distorção harmônica, injetamos na entrada do sistema um tom senoidal puro, de baixa distorção, posicionado dentro do espectro do canal de voz (300 – 3 400 Hz) e medimos no final a amplitude da fundamental e a amplitude relativa da 2ª e 3ª harmônicas, usando para isso um voltímetro seletivo (PMG-13). No caso da transmissão de dados, o CCITT recomenda aplicar-se na entrada do sistema em teste um tom na frequência de 700 Hz, com amplitude de -13 dBm. A amplitude relativa da 2ª e 3ª harmônicas, medida no final do sistema, deve estar, no pior caso, 25 dB abaixo do nível da fundamental. Em um meio de transmissão ideal é normal encontrar-se amplitude da 2ª e 3ª entre 40 e 50 dB abaixo da fundamental. A distorção harmônica só tem efeito na transmissão de dados em sistema de alta velocidade, acima de 4 800 bps, e para uma relação S/R inferior a 20 dB.

**Perda de retorno** — A perda de retorno de uma LT está relacionada diretamente com o descasamento entre o valor da impedância característica da linha,  $Z_0$ , e as impedâncias das cargas ligadas aos seus extremos,  $Z_g$  e  $Z_c$ . Quando o dispositivo ligado à entrada da linha (gerador ou ETD) tem impedância interna diferente da impedância característica da linha ( $Z_g \neq Z_0$ ) há perda de retorno na entrada. O mesmo acontece na saída quando a impedância interna do dispositivo ( $Z_c$ ) ligado neste extremo da linha é diferente de  $Z_0$  ( $Z_c \neq Z_0$ ). Em ambos os casos, a energia aplicada na entrada não é totalmente dissipada pela carga, sendo a parte excedente refletida de volta no sentido do gerador, formando pontos de máxima e mínima tensão ao longo da linha. Es-



ses pontos constituem as ondas estacionárias, causando aos sinais transmitidos distorção, atraso de grupo e ruído de eco. A perda de retorno é medida usando-se uma ponte, como por exemplo a WM20 (W & G), da maneira indicada na figura 13. Nas linhas telefônicas usadas na transmissão de dados, uma perda de retorno acima de 17 dB já é aceitável.

**Isolação A-B** — O teste de resistência de isolação tem por objetivo determinar a isolação entre os fios A e B e entre estes e a terra. Para determinar a resistência de isolação, desligamos a linha em teste de ambos os lados, e em um dos seus extremos ligamos o medidor de isolação, deixando o outro extremo em aberto, como na figura 14. Na Tabela 3, temos os valores de isolação previstos para os três tipos de cabo, com material isolante, mais usados. Normalmente é usada tensão de energização de 500 Vcc, com exceção dos cabos com isolação de papel, para os quais se costuma usar tensão de

100 Vcc. Esse teste é muito importante, pois uma baixa isolação pode comprometer a informação digital transmitida.

**Atraso de grupo** — A maioria dos meios de transmissão, principalmente as linhas bifilas, apresenta uma característica de fase versus frequência não-linear; essa não-linearidade resulta em uma variação na fase do sinal no lado da recepção. Entende-se como atraso de fase a diferença entre o tempo previsto de propagação do sinal através da linha e o tempo efetivamente gasto. O atraso de grupo ( $\Delta\tau_g$ ) em uma LT é definido como sendo a relação entre a derivada da fase de um sinal e a derivada da frequência do sinal, portanto:

$$\Delta\tau_g = \frac{d\Phi}{df}$$

Para um meio linear, ou seja, puramente resistivo, a fase varia proporcionalmente com a variação da frequência. Neste caso, o atraso de grupo é ze-

ro e a resultante de  $d\Phi/df$  é uma reta, como vemos na figura 15. Por exemplo, quando transmitimos um tom senoidal, dependendo do comportamento do meio, podem ocorrer três possibilidades:

- se o meio é puramente resistivo (meio ideal), o sinal propaga-se através dele sem sofrer defasagem;
- se o meio é indutivo, o sinal aparece na saída com a fase adiantada em relação à entrada (curva B da fig. 16);
- se o meio é capacitivo, o sinal aparece na saída com a fase atrasada em relação à entrada (curva C da fig. 16).

Como vimos, quando o meio de transmissão usado não é ideal, ou seja, não é puramente resistivo, mas contém parte imaginária (indutivo e/ou capacitivo), o sinal transmitido sofre uma variação de fase para mais ou para menos, em relação à fase do sinal na entrada, ou em relação a um tom de referência, como vemos na figura 17b (curva 2).

Quando transmitimos através deste meio não apenas um tom, como vimos

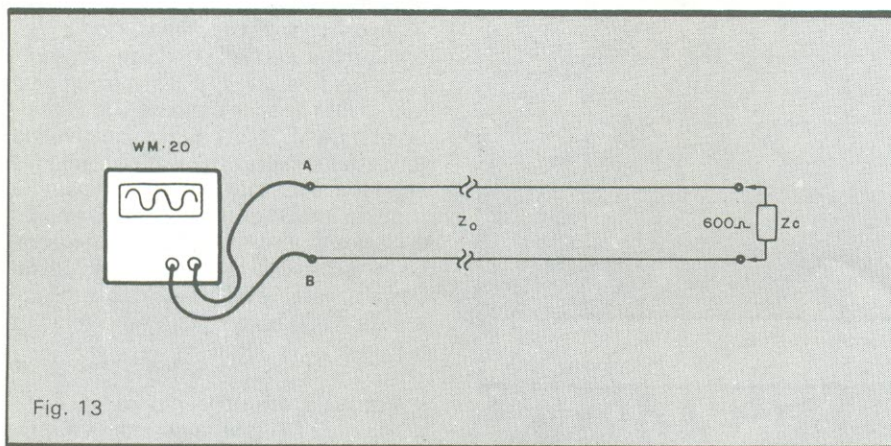


Fig. 13

Montagem para determinação da impedância da linha (perda de retorno).

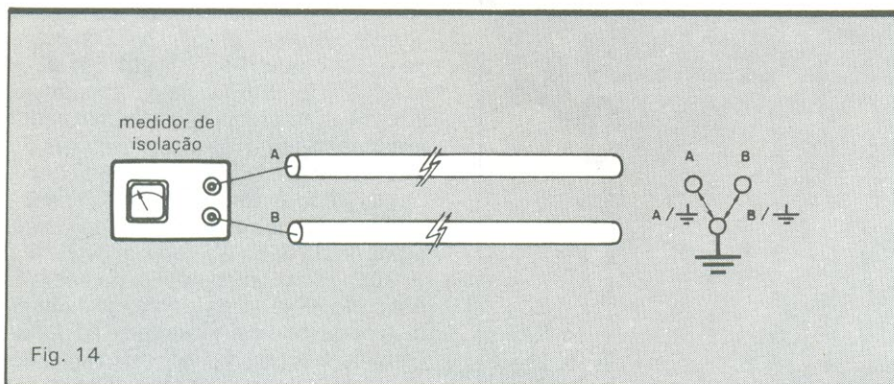


Fig. 14

Sistema para determinação da resistência de isolação entre A e B, A e a terra e B e a terra.

### Resistência de isolação

Tabela 3

material usado como isolante	resistência de isolação a 500 Vcc*
papel	5 000 MΩ · km
plástico	15 000 MΩ · km
PVC	600 MΩ · km

\* No caso de isolação de papel normalmente é usada tensão de 100 Vcc.

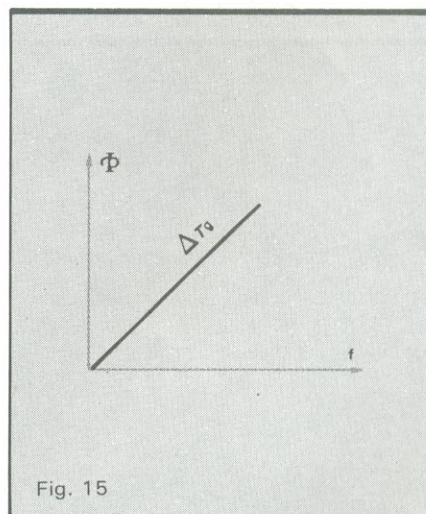


Fig. 15

Curva de relacionamento entre a fase e a frequência do sinal.



antes, mas sim todas as frequências que compõem o espectro do canal de voz, temos o mesmo problema do deslocamento de fase, agora para um grupo de frequências. Como as frequências do canal de voz não se propagam através do meio de transmissão com a mesma velocidade, algumas frequências atingem o receptor antes que ou-

tras. As frequências que estão posicionadas no extremo superior da faixa, acima de 2 600 Hz, têm tempo de propagação mais curto que as do centro da faixa, isto é, 1 800 Hz; as frequências posicionadas no extremo inferior, abaixo de 1 000 Hz, atrasam-se, segundo demonstra a curva 1 da figura 17b.

Para determinar o atraso de grupo

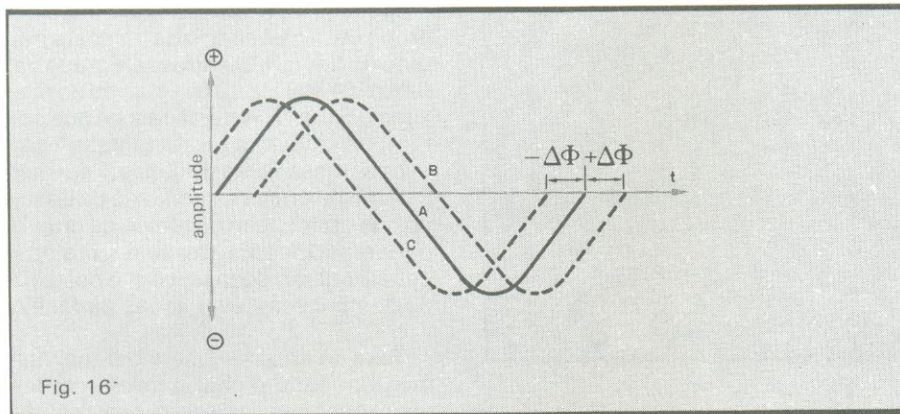


Fig. 16

Curvas mostrando o desvio de fase do sinal.

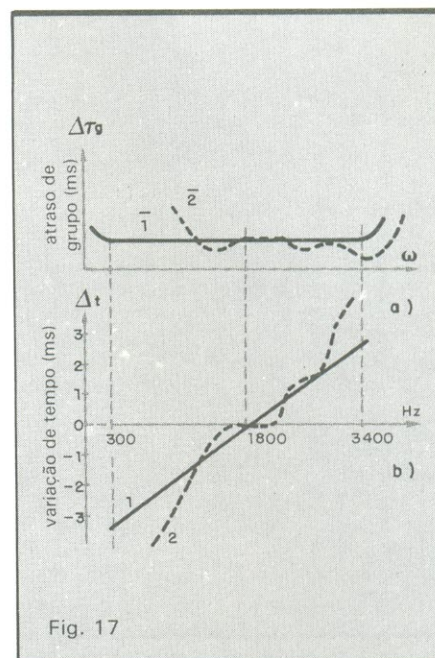


Fig. 17

Variação da fase ( $\Delta t$ ) e do atraso de grupo ( $\Delta tg$ ).

## Recado para quem curte ou trabalha com áudio

A data: abril. ✓

A novidade: Caderno de Áudio Nova Eletrônica. ✓

O conteúdo: 20 páginas mensais sobre acústica, equipamentos de som, técnicas de gravação em estúdio, reportagens, técnicas, discos e lançamentos. ✓

A quem se destina: audiófilos, técnicos de som, "audioidatas", músicos e a todos os que se ressentem da falta de uma publicação específica — que dê a devida importância ao hardware do áudio. ✓

Quem vai fazer: gente que realmente entende do assunto, que tem o áudio como paixão ou profissão (ou as duas coisas). ✓

Conclusão: não deixe de ler o Caderno de Áudio NE. A melhor alternativa para quem gosta de som. A partir de abril. ✓



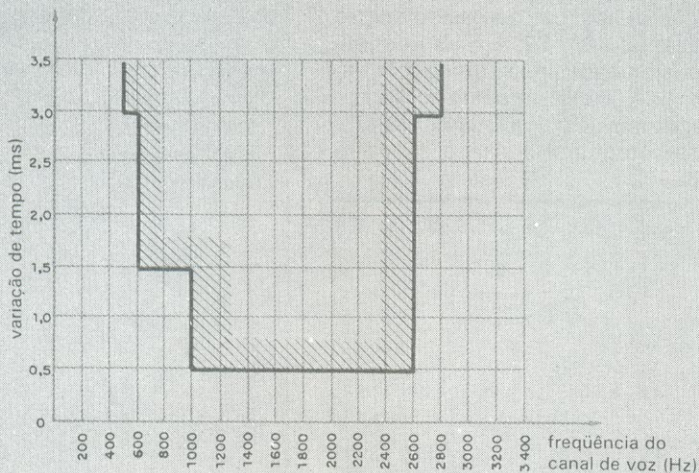


Fig. 18

Máscara do retardo de tempo (atraso de grupo).

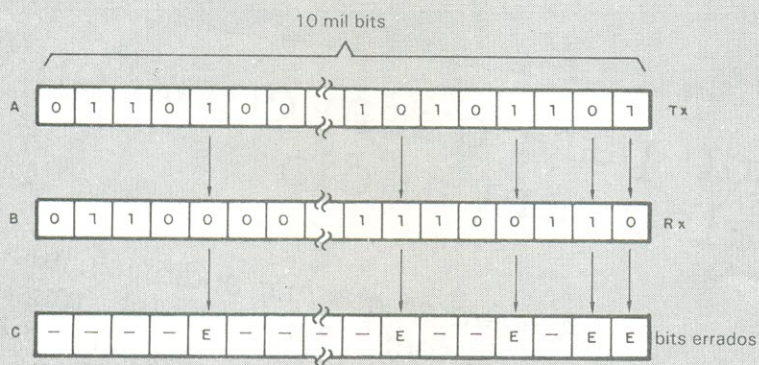


Fig. 19

Apenas 5 bits estão incorretos em um total de 10 mil.

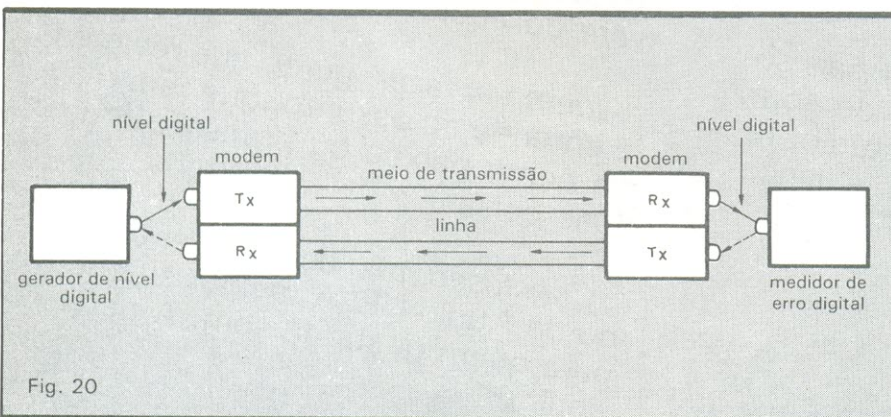


Fig. 20

Configuração básica para a medição da taxa de erro digital e distorção de pulsos.

ocorrido em uma linha de transmissão, usamos o conjunto LD-3 (formado por um gerador LDE-3 e um medidor LDS-3). Na entrada da linha ligamos o gerador de nível e ajustamos a varredura interna para a faixa de 0,3 a 3,4 kHz, e a frequência central ou de referência para 1,8 kHz. No outro extremo da linha ligamos o medidor de atraso de grupo LDS-3, lendo diretamente o atraso de grupo em ms. A variação do atraso de grupo deve cair dentro da máscara padrão da figura 18. O atraso de grupo na faixa de 1 000 Hz a 2 600 Hz é de no máximo 0,5 ms, pois nesta faixa é que estão posicionadas as portadoras usadas na transmissão de dados. Para melhorar ainda mais a qualidade da linha, no que diz respeito ao atraso de grupo, podemos inserir, em série, malhas equalizadoras de fase, com o objetivo de compensar as variações de fase.

**Taxa de erros** — Quando transmitimos um sinal digital, através de um meio qualquer, este provoca mutilações que resultam em erro na informação recebida. Os erros são normalmente provocados por violação dos bits, ou seja, na posição ocupada por um nível lógico 1 na transmissão (fig. 19a), para a posição na saída do sistema (fig. 19b), irá aparecer um nível lógico 0 ou vice-versa. Os erros que aparecem na transmissão de dados são provocados por diversos fatores, sendo mais comuns o ruído impulsivo, baixa relação S/R ( $S/R \leq 30$  dB), atraso de grupo etc. A taxa de erro BER (*Bit Error/Rate*) é definida como sendo a relação de bits incorretos no lado da recepção e o número de bits transmitidos:

$$BER = \frac{\text{n.º de bits errados (RX)}}{\text{n.º de bits transmitidos (TX)}}$$

Por exemplo, se for transmitido um total de 10 mil bps, em uma sequência contínua, e na recepção forem recebidos 5 bits errados, teremos:

$$BER = \frac{5}{10\,000} = 5 \times 10^{-4}$$

Na figura 19a, temos uma sequência de 10 mil bits, onde apareceram 5 bits errados. Para determinar a taxa de erro, ligamos na entrada do Modem (TX) um gerador de nível digital padrão, gerando uma sequência de bits 1 e 0; no lado da recepção, os bits devem ser comparados um a um. Para poder compará-los, o medidor de erro digital, ligado no final do sistema, como na fi-



gura 20, gera um padrão de bits na mesma sequência com que foram transmitidos. No teste de taxa de erro são empregados os seguintes padrões: 511, 1:1, 1:3/3:1 e 1:7/7:1, sendo mais usados os padrões 511 e 1:1. O CCITT, através da recomendação V-53, considera aceitável uma taxa de erro de  $5 \times 10^{-4}$  para a velocidade de transmissão de dados de até 9 600 bps. Um circuito de comunicação de dados (Modem + Linha) pode suportar uma taxa de erro maior, mas quanto maior for a taxa menor será a confiabilidade do meio de transmissão.

**Distorção de pulsos** — Um dos pontos importantes a ser considerado na transmissão de dados na forma binária é a parte relativa à distorção que o sinal digital sofre ao ser transmitido. A distorção aqui estudada é formada pela soma de diversos tipos de distorção, sendo mais comuns a distorção por polarização (*bias distortion*) e a distorção individual. A distorção, de maneira genérica, é considerada como sendo a diferença entre a largura do pulso transmitido (fig. 21a) e a largura do pulso recebido (fig. 21b), expressa em porcentagem.

Os meios de transmissão usados, como já vimos, são formados por partes reais e imaginárias (indutância e/ou capacitância), sendo a parte imaginária suficiente para provocar um avanço (*early*) ou um atraso (*late*) em relação a um instante de referência. Quando o pulso muda de estado, ou seja, 1→0 ou 0→1, o sinal digital sofre um

deslocamento  $\Delta t$ , sendo ora para mais, ora para menos. Se a mudança de estado ocorre após o instante previsto, é considerada como sendo positiva e, quando ocorre antes do previsto, é considerada como sendo negativa. Por exemplo, no intervalo t1 o sinal digital recebido mudou de 1→0 0,5 ms antes do tempo previsto; e no intervalo t3 mudou de 1→0 2 ms após. Como se nota, em ambos os intervalos houve distorção e esta pode ser calculada através da equação 1:

$$D\% = \frac{\pm \Delta t}{t_0} \times 100 \quad (1),$$

onde:

D% = distorção dos pulsos recebidos, em %;

t = tempo de avanço ou atraso do pulso, em relação à referência, em ms;

t<sub>0</sub> = largura do pulso transmitido, em milissegundos.

No instante t1, temos:

$$D = \frac{-0,5}{15} \times 100 = -3,3\%$$

E no instante t3, temos:

$$D = \frac{-1,5}{10} \times 100 = -15\%$$

Há limites de tolerância na distorção máxima que o sinal digital recebido pode apresentar sem provocar erro na mensagem recebida, o que vai depender da velocidade de transmissão e do tipo de linha usado, como indica a Tabela 4. A distorção dos pulsos é medida usando-se o conjunto TREND 1-9-1, formado por um gerador de pulsos e um medidor de distorção. O gerador de pulsos é ligado na entrada do Modem (fig. 20) em nível lógico, e na saída do Modem, do lado da recepção, ligamos o medidor de distorção, onde lemos diretamente a distorção dos pulsos recebidos.

**Desvio de frequência** — O desvio de frequência (*frequency shift*) em um circuito de transmissão de dados é considerado como sendo uma variação constante da frequência do sinal recebido em relação à do sinal transmitido. Essa variação é mais comum na parte do percurso onde o sinal é transmitido via rádio (MUX-FDM), na qual a portadora do tom de áudio sofre diversas conversões, não sendo mais recebida com a mesma frequência com que foi transmitida. O CCITT, através da recomendação M1020, especifica que a variação entre a frequência transmitida e a recebida não deve exceder a  $\pm 5$  Hz.

Para determinar a variação de frequência, injetamos na entrada do sistema em teste dois sinais  $f_1 = 1\,020$  Hz e  $f_2 = 2\,040$  Hz, sendo portanto  $f_2$  o dobro de  $f_1$ . Na recepção, as frequências  $1\,020 + \Delta f$  e  $2\,040 + \Delta f$  são recebidas e separadas e o tom de menor frequência,  $1\,020 + \Delta f$ , é dobrado para  $2\,040 + 2\Delta f$ , sendo a variação de frequência obtida por subtração. O desvio é determinado pelo conjunto DLM-3 (gerador + medidor), que gera os dois tons  $1\,020$  e  $2\,040$  Hz e já mede a variação de frequência na saída. Uma variação de frequência de  $\pm 5$  Hz, com velocidade de transmissão acima de 600 bps, não é prejudicial. Mas, essa mesma variação, em uma transmissão telegráfica de 50 bauds, com banda estreita, onde a separação entre as frequências é menor ou igual a 40 Hz, pode resultar em uma distorção no sinal digital por intermodulação.

**Desvio de fase** — O desvio de fase (*phase jitter*) é uma variação constante da fase do sinal da portadora, no instante em que esta cruza o eixo zero (fig. 16). Esse desvio é provocado pelo sinal interferente, com ruído e sinais de baixa frequência, de 20 a 300 Hz, presentes no meio analógico, principalmente os 60 Hz da rede e seus harmônicos.

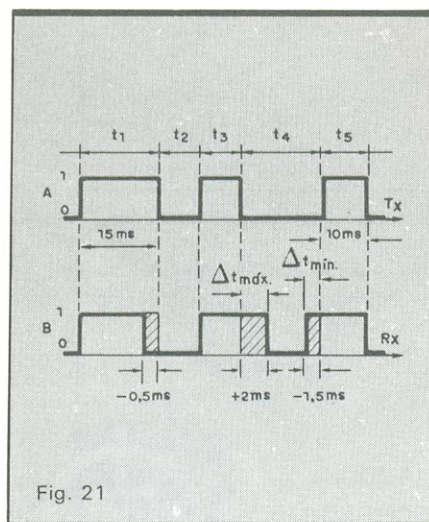


Fig. 21

Sinal correto (a) e distorção sofrida pelos pulsos (b).

Distorção máxima permitida

Tabela 4

velocidade de transmissão (em bps)	linha telefônica usada	distorção máxima permitida (em %)
200	privada ou comutada	20 - 25
	privada	20 - 30
600	comutada	25 - 30
	privada	25 - 35
1 200	comutada	30 - 35
	privada	30 - 35



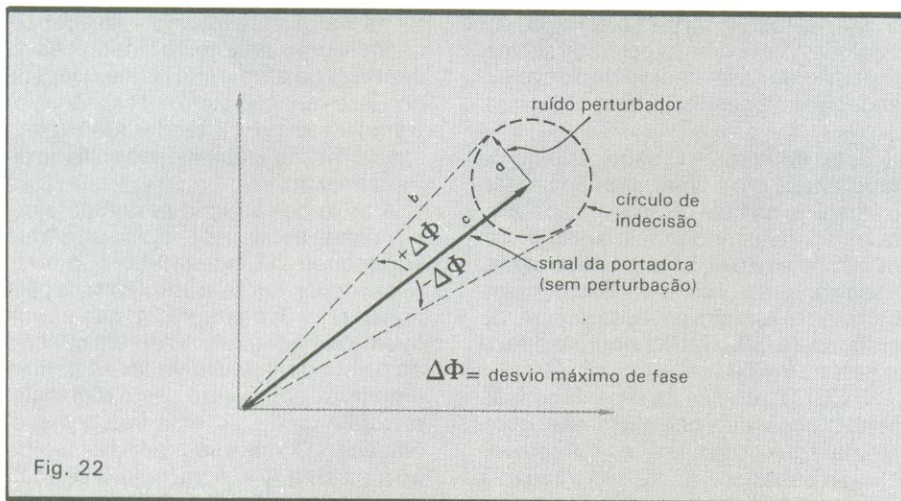


Fig. 22

Desvio de fase (phase jitter) devido ao ruído perturbador.

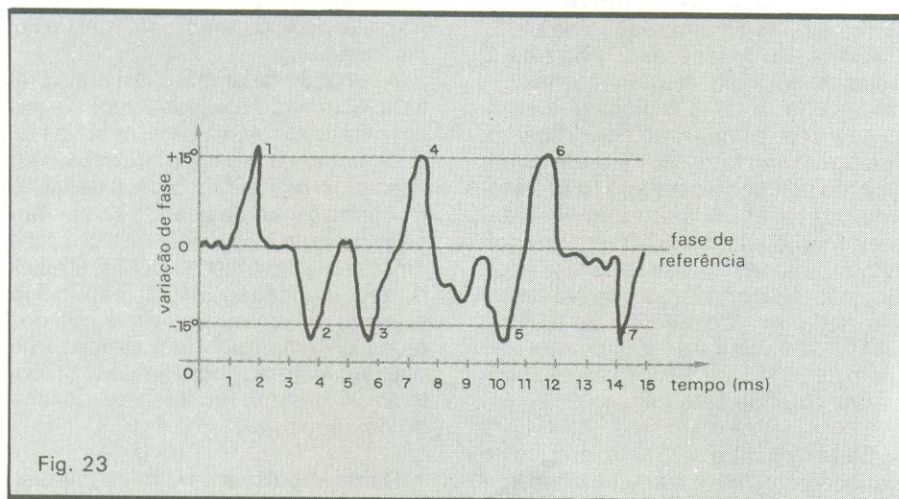


Fig. 23

Variações de fase ocorridas durante um intervalo de 15 minutos.

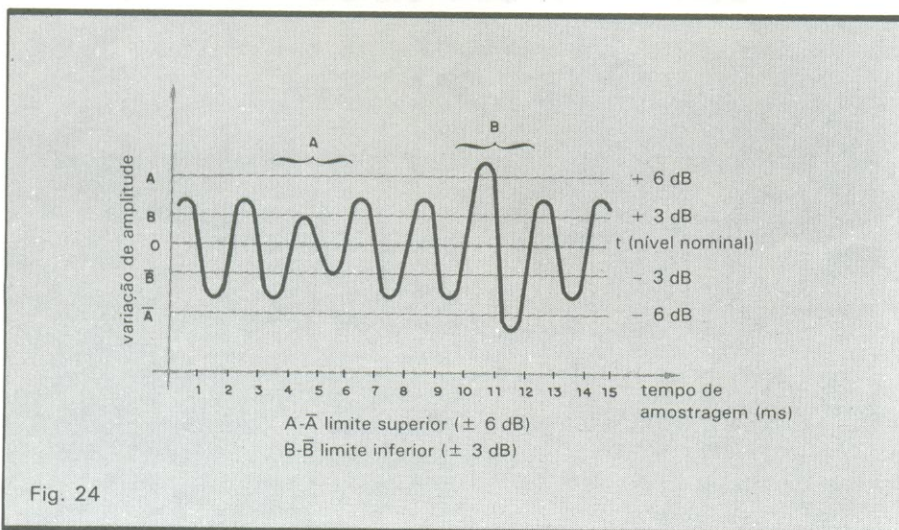


Fig. 24

Variação do pico de ganho ao longo do tempo.

NOVA ELETRÔNICA

# RameR

## NOVA OPÇÃO EM REEMBOLSO

PRODUTOS LASER (com garantia total)

IGNIÇÃO ELETRÔNICA - Maior durabilidade das velas e do platinado, menor consumo de combustível.

KIT Cz\$ 215,00 MONT. Cz\$ 252,00

FONTE DE ALIMENTAÇÃO FL-2 - Tensões fixas de 1,5 - 3 - 4,5 - 6 - 9 e 12V. 2 Ampères. 110 e 220V.

KIT Cz\$ 415,00 MONT. Cz\$ 455,00

PRÉ-AMPLIFICADOR UNIVERSAL - Estéreo, para utilização em guitarra, violão, microfone, toca-discos, etc.

KIT Cz\$ 89,00 MONT. Cz\$ 99,00

AMPLIFICADORES:	KIT	MONTADO
Mono 30W	Cz\$ 130,00	Cz\$ 150,00
Estéreo 30 + 30W	Cz\$ 250,00	Cz\$ 297,00
Mono 50W	Cz\$ 170,00	Cz\$ 178,00
Estéreo 50 + 50W	Cz\$ 340,00	Cz\$ 357,00
Mono 90W	Cz\$ 238,00	Cz\$ 288,00

OBS.: A ignição eletrônica e a fonte FL-2 possuem caixas de ferro pintadas e com impressão serigráfica.

### PRODUTOS CETEISA

KIT P/ CONFECÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO CK-2 - Contém: perfurador de placas (manual), cortador de placas, caneta Nipo Pen, suporte e tinta para caneta, perclorato de ferro (300 g), vasilhame para corrosão e manual de instrução e uso. Cz\$ 185,00

SUGADOR DE SOLDA Cz\$ 46,60

SUPORE P/ PLACA DE CIRC. IMPRESSO Cz\$ 48,60

PERFURADOR DE PLACAS (MANUAL) Cz\$ 81,60

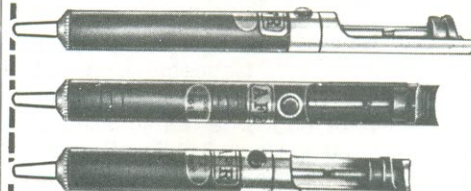
Solicite nossa tabela de preços para outros produtos

ATENÇÃO: Nos preços não estão incluídas as despesas postais. Os pedidos acompanhados de Vale Postal (pagável na Ag. Carrão-SP, cód. 400.301) ou Cheque Vissado não pagarão as despesas postais. Pedido mínimo de Cz\$ 100,00.

Pedidos pelo Reembolso Postal à:  
RAMER Comércio e Representações Ltda.  
Caixa Postal 16.174 - CEP 03499 - S. Paulo - SP



## Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS À SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TEFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTIESTÁTICO PARA MOS/LSI.

## Suporte para ferro de solda



COM ESPONJA VEGETAL PARA LIMPEZA DAS PONTAS

feito por profissionais para profissionais

**AFR**

Equipamentos e Acessórios Eletrônicos Ltda.  
Rua Camé, 710  
Cep 03121 - São Paulo - SP  
Telefone: (011) 914-5667



A modulação de fase (PSK) é a mais sensível aos desvios indesejados. Porém a modulação de fase indesejada, que se deve aos sinais interferentes no meio de transmissão, torna-se desprezível para uma relação S/R maior ou igual a 40 dB, conforme mostra a Tabela 5. O desvio de fase depende da intensidade do sinal interferente, ou seja, da amplitude deste e da fase instantânea que forma com a portadora. Na figura 22, quando os vetores A e C estão defasados de 90°, o raio do círculo de indecisão atinge o seu valor máximo; o mesmo acontece com o desvio de fase,  $\Delta\Phi$ . O desvio de fase pode ser determinado através da equação 2:

$$\Delta\Phi = \arcsen \left( \frac{VR}{VP} \right) \quad (02),$$

onde:

$\Delta\Phi$  = desvio de pico da fase, em graus;

VR = amplitude do ruído interferente, vetor A, em volts;

VP = amplitude do sinal analógico transmitido, portadora, vetor C, em volts.

Por exemplo, dados: VP = 120 mV e VR = 11 mV

$$\Delta\Phi = \arcsen \frac{11 \text{ mV}}{120 \text{ mV}} \rightarrow 0,09166 \rightarrow 5,26^\circ \text{P}$$

O CCITT, através das recomendações M1020 e 0,91, especifica um desvio de fase máximo de 7,5°P (15°PP) para as velocidades de transmissão de 200 a 3 600 bps, e de 3,5°P (7°PP) para velocidades de 4 800 a 9 600 bps. Um desvio de fase maior que o especificado pode comprometer a qualidade do sistema, aumentando o número de erros na informação digital transmitida. Para determinar na prática, o desvio de fase, devemos ligar na entrada do meio de transmissão em teste o gerador DLM-3, com fase constante, e, no outro extremo da linha, o medidor de fase (que faz parte do DLM-3) e verificar

a fase na frequência de 1 020 Hz, ou em qualquer outra dentro do canal de voz. O desvio de fase medido não deve exceder ao valor especificado há pouco.

**Salto de fase** — O salto ou pico de fase (*phase hit*) é uma variação brusca e aleatória na fase do sinal da portadora recebida, sendo para mais e/ou para menos em relação a uma referência. Essa variação brusca de fase é provocada, por exemplo, pela comutação do sistema de rádio-MUX principal para o reserva ou vice-versa.

O CCITT, através da recomendação M1020, especifica que não devem ocorrer mais que dez saltos de fase com excursão superior a  $\pm 15^\circ$  em relação à referência, durante um intervalo de medida de 15 minutos (fig. 23). O método usado na medição do salto de fase é muito similar ao empregado na medida do desvio de fase; para isso, é estabelecido um limite de variação máxima de fase de  $\pm 15^\circ$ . Os picos que ultrapassam esse limite são considerados fora de especificação. Para essa verificação usamos o conjunto DLM-3 e injetamos na entrada um tom senoidal com frequência de 1 020 Hz, determinando o número de saltos de fase ocorridos durante os 15 minutos. No exemplo da figura 23, o medidor de eventos DLM-3 só registra os pulsos que vão além de  $\pm 15^\circ$ , ou seja, só foi registrado um total de sete saltos.

**Salto de ganho** — O salto ou pico de ganho (*gain hit*) é caracterizado por uma variação brusca no sinal presen-

te na saída, provocando em consequência um aumento ou diminuição repentinos na amplitude do sinal recebido. Essa variação pode ser causada por transientes de curta duração (*overshoots*) ou por instabilidade no meio de transmissão.

A faixa de variação permitida é determinada estabelecendo-se um limite superior e um limite inferior. Como limite inferior, temos a área limitada pela região B — B̄, na figura 24, que permite uma variação de  $\pm 3$  dB em relação ao nível nominal. Qualquer sinal cuja amplitude caia dentro desta região (intervalo A da fig. 24) está fora de especificação. O limite superior está limitado pela área A — Ā, ou seja, é permitida uma variação de  $\pm 6$  dB. Qualquer sinal cuja amplitude caia fora desta região (intervalo B), ou seja, acima de A e abaixo de Ā, também está fora de especificação.

A variação de amplitude é mais prejudicial quando é usada a modulação em amplitude (ASK), pois, neste caso, uma mudança brusca pode causar erro no sinal digital recebido. A variação de ganho é medida usando-se um tom senoidal com frequência de 1 020 Hz e amplitude constante. O CCITT, através da recomendação M1020, especifica que não devem ocorrer mais que dez picos de amplitude (amplitudes que passam além dos dois limites estabelecidos), durante um intervalo de tempo de 15 minutos.

**Ruído impulsivo** — O ruído impulsivo (*impulsive noise*) é caracterizado por

**Desvio de fase em função da relação S/R**

Tabela 5

relação sinal/ruído em dB	desvio de fase em graus de pico ( $\Delta\Phi$ )
20	5
24	3,2
30	2,0
40	1,0

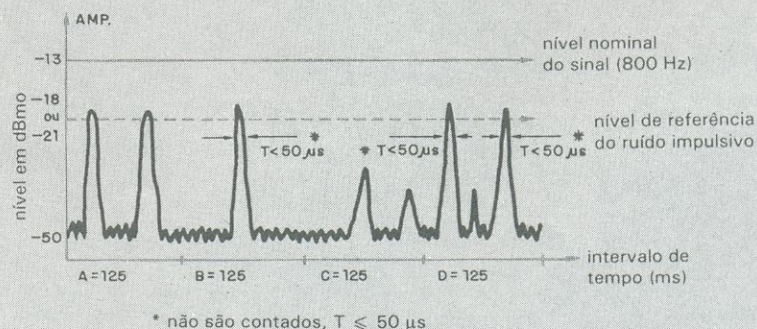


Fig. 25

Presença de ruído impulsivo no sinal, em função do tempo.



impulsos parasitas de natureza aleatória do tipo estalido, com um certo nível de energia, que aparecem no final do circuito de transmissão de dados. Geralmente, são pulsos do tipo transiente de curta duração ( $t \geq 50 \mu s$ ), causados por descargas atmosféricas, comutação nas centrais telefônicas etc. Quando a amplitude dos impulsos atinge nível acima do de referência, como na figura 25, podem ocorrer erros no sinal digital recebido, devido à violação dos níveis lógicos 1 e 0.

O ruído impulsivo presente na linha afeta tanto o sinal de voz como a informação digital, principalmente esta última. Nos circuitos telefônicos usados na transmissão de dados, o nível de referência para o limite de impulsos de ruído é tomado como sendo de  $-21 \text{ dBm}$  ou  $-18 \text{ dBm}$ ; portanto, 8 e 5 dB abaixo do nível do sinal. São contados os impulsos de ruído que passem do nível de referência, desde que:

- 1) os impulsos apareçam em intervalo

superior a 125 ms, conhecido como intervalo "morto" — mesmo que apareçam dois ou mais impulsos neste intervalo, só será contado um impulso; 2) os impulsos tenham duração maior ou igual a 50 ms (largura no nível de referência); os impulsos com largura inferior a esse valor não serão contados.

Para determinar a quantidade de ruído impulsivo em um circuito de dados, carregamos a entrada do mesmo com uma carga resistiva de valor igual à impedância da linha, e no outro extremo da linha ligamos o medidor de ruído impulsivo, DLM-3 (fig. 26). O ruído impulsivo pode ser contado usando-se, na entrada do medidor, um filtro passa-faixa, com banda passante plana de 0,3 a 3,4 kHz, ou um filtro psfométrico. O contador ligado na saída da linha irá contar o número de impulsos que excederem o nível de referência. De acordo com a recomendação do CCITT, não deverá ocorrer mais que 18 impulsos em um período de 15 minutos.

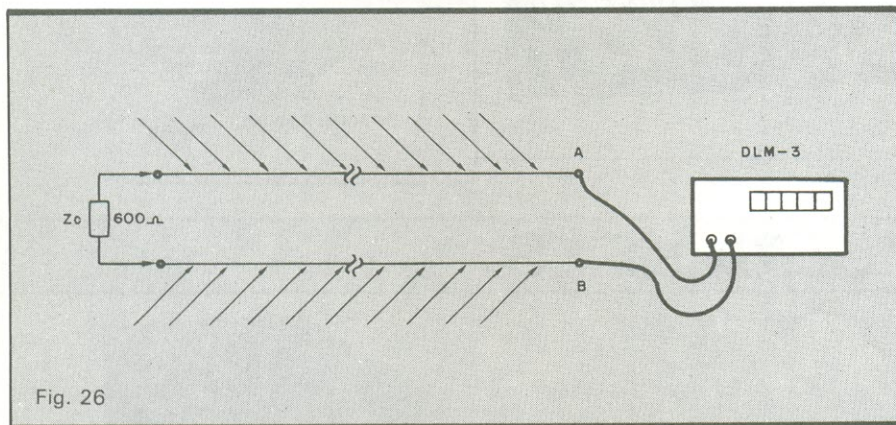


Fig. 26

Montagem para medição da quantidade de ruído impulsivo na linha.

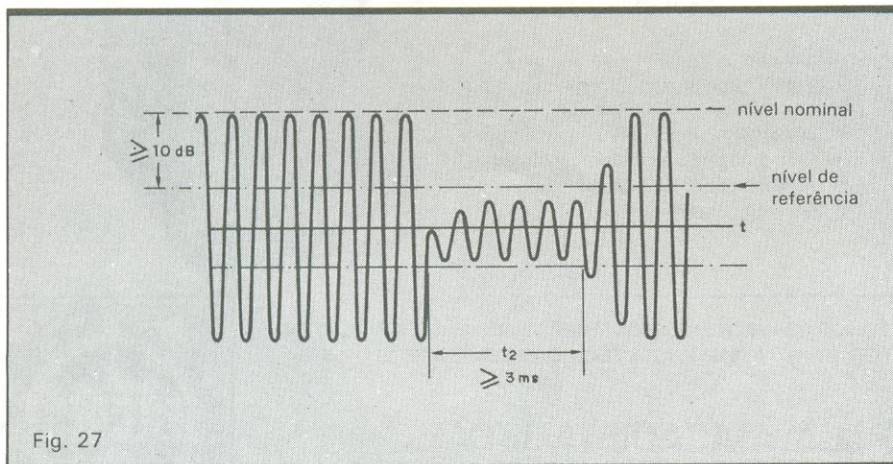


Fig. 27

Exemplo de variação do nível na medida de interrupção.

**Interrupção** — A interrupção (*drop out*) em um circuito de dados é caracterizada por uma queda temporária na amplitude do sinal da portadora, maior ou igual a 10 dB em relação ao nível nominal, de maneira a cair abaixo da referência, como ilustra a figura 27. A interrupção pode ser causada pelas seguintes falhas:

- desconexão accidental do circuito;
- curto temporário na linha de transmissão;
- desarme no sistema de proteção da fonte cc;
- *fading* de curta duração no sistema de rádio.

Uma variação longa no nível ( $t \geq 3 \text{ ms}$ ) pode causar problema na transmissão de dados, principalmente em velocidade acima de 4 800 bps, pois essa interrupção pode ser interpretada pelo Modem do lado da recepção como sendo uma perda da portadora (*carrier loss*). Para determinar o número de interrupções ocorridas num certo intervalo de tempo é estabelecido um nível de referência, normalmente 10 dB, abaixo do qual o sinal recebido é considerado inaceitável, para efeito de transmissão de dados. Para determinar o número de interrupções ocorridas, aplica-se um tom de 1 020 Hz na entrada do circuito em teste, e na saída do circuito liga-se o medidor DLM-3. De acordo com o CCITT, recomendação M1060, dentro de um período de observação de 15 minutos não deve aparecer nenhuma interrupção. Se for observada uma ou mais interrupções, então o intervalo de interrupção é prolongado para quatro horas. Dentro desse período não devem ocorrer mais que duas interrupções; se houver, a medida é novamente repetida e, persistindo essa situação, o circuito é rejeitado.

## Bibliografia

*Data Transmission Techniques*, Hewlett-Packard.

*Telecommunication Technology and Application*, Wandel & Goltermann.

*Medição Analógica em Linhas de Comunicação de Dados*, W & G, Claus Collatz e Michael Oesterreicher.

*Sistema de Radiovisibilidade*, Prof. Ovídio Barradas e Gilberto Silva.

Manuais de Operação dos Instrumentos da coluna 3 da Tabela 1.



# Uma antena de alto ganho para operar com o mundo

Nada como a prática para nos ensinar a operar uma antena teórica de alto ganho. No início de 1981, estávamos — eu e o PY2CW-Maurício — empenhados em fazer algo de excepcional na faixa de 160 m. Mas como? Afinal, não é nada fácil colocar em prática os dados bibliográficos e as experiências de outros radioamadores.

A antena do PY2CW (que mais parecia uma gigantesca mola de alumínio) era uma negação... E minha antena Marconi, mais conhecida como 300 ohms ("faz tudo"), não ficava muito atrás. Enquanto o pessoal do Rio de Janeiro conseguia contatar locais incríveis, aqui em Campinas não ouvíamos nada. Decidimos, então, tomar uma iniciativa em caráter de urgência: construir uma antena para a faixa de 160 m que realmente funcionasse. Pelas características da antena escolhida, uma *beverage*, que nada mais é que uma Marconi muito longa (a nossa tem 2 km) e relativamente baixa (3 a 6 m) em relação ao nível do solo — mas de alto custo, devido à sua extensão —, partimos para os ferros-velhos e começamos a emendar os fios até a distância desejada.

Escolhemos um local no município de Mogi-Mirim, vizinho a Campinas, que, devido ao seu terreno plano, foi por nós considerado ideal para a instalação da antena. Após cortar os eucaliptos na altura determinada e colocá-los nas distâncias adequadas, entendemos o longo fio. Neste momento, porém, esbarramos num problema.

Necessitávamos de um bom terra para o sistema de transmissão e somente fomos consegui-lo na rede hidráulica da propriedade, que era de canos galvanizados e com alguns quilômetros enterrados no chão (o improvisado serviu também para dar severos choques de rf em todas as torneiras do imóvel). Bem, após dois meses de preparação, conseguimos a direcionalidade escolhida (USA/sentido norte), com a colocação dos resistores necessários e a partir de providências que explicaremos a seguir.

Foram inúmeras noites de escuta e testes, incríveis fins de semana sem dormir, mas a danada da propagação não aparecia. Nem mesmo a grande prática do PY2CW-Maurício na operação desta faixa tornava possível o aproveitamento de nosso imenso trabalho. No entanto, tínhamos certeza de que no inverno as condições seriam mais favoráveis. O problema é que ainda fal-

tavam maio e junho, para chegarmos até julho, quando tínhamos esperanças de conseguir melhores resultados. Certo dia fiquei só (901 DM da YAESU, TL 922, com seus efeitos de 1 000 watts de potência preparados), iniciando um bom papo, às 19h15 (dia 17/05/81), com Dudu, PY1RR, passando depois por PY1BQT, PY1AUX, PY1BSO, PY4YCO, PY2DGB e encerrando a rodada às 20h20.

Nesta ocasião, eu utilizava uma dipolo em "V" invertido a 15 m de altura (baixa para a de 160 m). Depois da ceia, ligo no sistema a antena *beverage*, que, juntamente com a dipolo, estava testando os barulhos da faixa, quando ela me traz nítido e limpo W1PYA. Troco de antena, mas na dipolo não tenho recepção. Faço então uma breve chamada com os 1 000 watts do TL 922. A *beverage* me traz límpido e claro QRX, PY5AAX. Por alguns minutos testo as duas antenas e escolho como operar. Transmitindo com a dipolo e recebendo com a *beverage*, obtive a minha melhor *performance*. Chegando a minha vez, o radioamador americano deu-me a entrada no QSO local. Fiquei entre um verdadeiro PILE-UP de radioamadores americanos, canadenses e alguns da América Central, os quais me reportavam (RST) 5/7 a 5/3, e não deixei nunca menos de 5/9, no mínimo, chegando ao absurdo de 9 + 10 + 20 dB, e a dipolo não me dava recepção com nitidez. Fiquei atendendo os colegas das 21h30 até 23h00, quando faltou energia elétrica na fazenda e não pude mais operar. Foi o início e o auge da *beverage* em Mogi-Mirim, pois algum tempo depois ela foi desmanchada, devido a necessidades agrícolas. Mas não antes de proporcionar excelentes testes de recepção (por mais que tentássemos, ela não deu bons resultados na transmissão).

Caro leitor, caso você tenha espaço e deseje operar com a *beverage* nas faixas de 80 a 160 m, apresentamos os dados abaixo, que constituem o resumo de várias bibliografias consultadas (fig. 1).

Em princípio, a antena *beverage* requer "terra" bem pobre. Mas se a intenção for transmitir, melhore-o para deixá-lo bom. Por ser a *beverage* uma antena essencialmente longa, é indicado construí-la numa altura de 3 m, pois isso facilitará o seu funcionamento. Outra sugestão é construir a antena bem longa, o mais possível, pois quanto mais longa, mais efetiva. Sua impedância deve ficar entre 200 e 300 ohms, podendo estender-se para a faixa de 500 a 600 ohms. Para usar a antena na transmissão, é necessário ajustar as resistências no fim da linha para a metade da potência do transmissor. O resistor deve ser não condutivo.

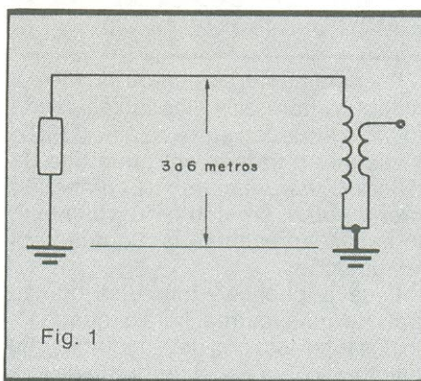
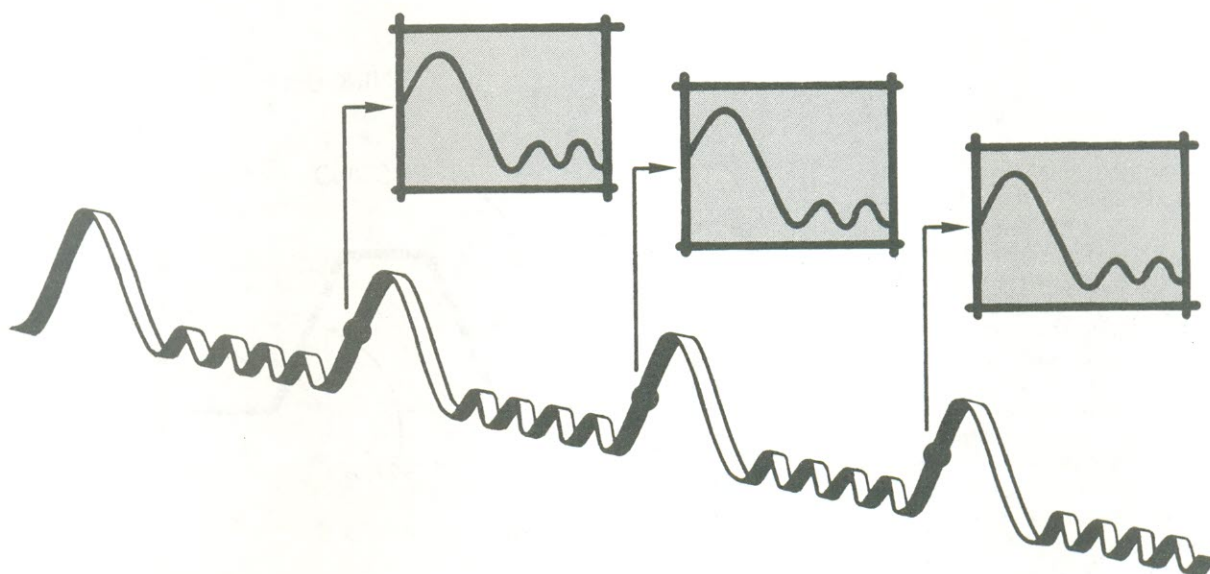


Diagrama da antena beverage.





**Figura 9**

O sistema de disparo proporciona uma exibição estável dos sinais porque o mesmo ponto de disparo dá início à varredura, em cada ciclo. São os controles de rampa e nível que definem os pontos de acionamento no sinal de disparo. Quando se observa uma forma de onda na tela, o que se vê, na verdade, são todas as varreduras sobrepostas, formando o que parece ser uma só imagem.

Até agora sabemos que os circuitos do *display* traçam as formas de onda na tela, que o circuito vertical fornece a informação para esse traçado e que o circuito horizontal proporciona o eixo de tempo. Em outras palavras, sabemos como o osciloscópio “constrói” seus gráficos; ficou faltando, porém, o “quando”: em que momentos os demais circuitos do aparelho devem dar início ao traçado do sinal na tela?

O responsável por esse “quando” é o circuito de disparo ou *trigger*. Ele é muito importante por uma série de razões. Primeiro, porque a obtenção de informações relacionadas com o tempo é uma das razões da existência do

osciloscópio. Mas é igualmente vital que cada traçado comece sempre no mesmo ponto do sinal.

Como se sabe, o gráfico traçado na tela não é o mesmo em todos os casos. Se for utilizada a posição de  $0,05 \mu\text{s}/\text{divisão}$ , por exemplo, o osciloscópio vai produzir um gráfico a cada  $0,5$  microssegundo (ou seja,  $0,05 \mu\text{s}/\text{divisão}$  multiplicado por  $10$  divisões da tela). Isso totaliza  $2$  milhões de gráficos a cada minuto, sem contar os tempos de retraço e retenção, que veremos mais adiante. Imagine a confusão de traços na tela se cada varredura tivesse início em um ponto diferente do sinal.

Mas as varreduras podem começar sempre no momento certo, caso os controles de disparo sejam ajustados corretamente. Basta “dizer” ao circuito qual dos sinais de disparo deve ser selecionado, através desses controles. Em seguida, com um sinal externo, liga-se o sinal de disparo ao circuito correspondente, por meio dos controles de acoplamento externo. O circuito de disparo é então ajustado para reconhecer um determinado nível de tensão no sinal de disparo, através dos controles de rampa e nível. Por fim, toda vez que esse nível for repetido, o gerador de varredura será acionado. O processo foi ilustrado na figura 9.



Os instrumentos da família 2200 e todos os modelos semelhantes oferecem várias opções em controles de disparo. Além dos já mencionados, existem também controles para determinar como o sistema de *trigger* vai operar (modalidade de operação) e por quanto tempo o osciloscópio deve esperar entre disparos (retenção).

As posições dos controles podem ser vistas, mais uma vez, na foto que ilustra o início do manual. Como se vê, estão todos localizados na última área à direita do painel. No modelo 2213, a retenção variável (VAR HOLDOFF) encontra-se no topo dessa área, imediatamente acima da chave de modalidade (MODE). Logo abaixo de ambos estão agrupados os controles de rampa e nível. Em seguida, um conjunto de três chaves controla as fontes de disparo e o acoplamento com o disparo externo. Por fim, na parte inferior da coluna do *trigger* está o conector BNC para a entrada do disparo externo.

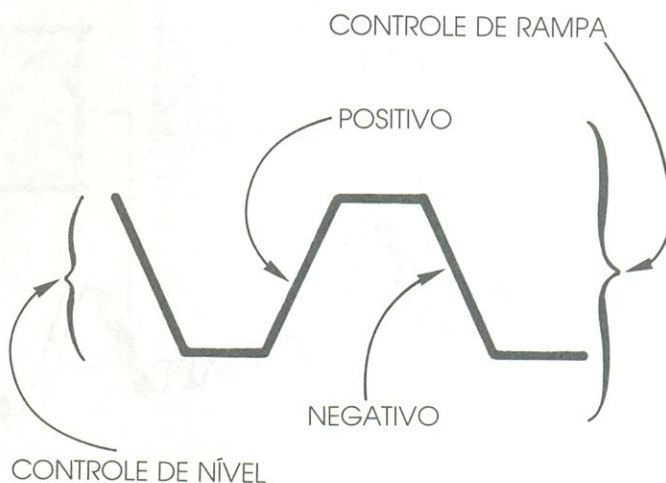
Em osciloscópios do tipo 2215 existe uma ligeira diferença no painel de controle, devido ao disparo separado para a varredura B.

### Rampa e nível de disparo

São os controles que definem o ponto de disparo. O controle de rampa (SLOPE) determina se o ponto de disparo vai ocorrer na borda de subida ou descida do sinal. E o controle de nível (LEVEL) estabelece o ponto exato de disparo, na borda selecionada (veja a figura 10).

### Retenção variável de disparo

Nem todo evento capaz de disparar o osciloscópio pode ser considerado como um disparo verdadeiro — um fator que deve ser levado em conta nas medições por osciloscópio. Como se sabe, o sistema de *trigger* não reconhece ordens de disparo durante a varredura, o retraço e também durante um breve período posterior, denominado **retenção**. O retraço, como já foi explicado no capítulo anterior, é o tempo gasto pelo feixe de elétrons ao voltar para o lado esquerdo da tela, para começar uma nova varredura. O período de retenção



**Figura 10**

Os controles de rampa e nível determinam onde ocorre o disparo no sinal de *trigger*. O controle de rampa (SLOPE) especifica se ele deve acontecer na borda positiva (também chamada de ascendente) ou negativa (descendente) do sinal. Já o controle de nível (LEVEL) permite selecionar o ponto da borda escolhida em que vai se dar o disparo.

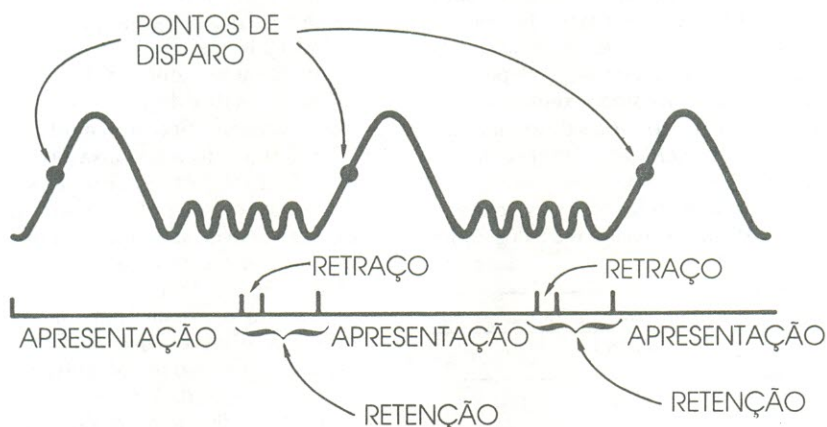
proporciona um tempo adicional, além do retraço, que é utilizado para assegurar uma tela estável, conforme ilustra a figura 11.

Algumas vezes, porém, o período normal de retenção não é suficientemente extenso para garantir uma apresentação estável do sinal — uma eventualidade nos casos em que o sinal é uma forma de onda complexa, com vários possíveis pontos de disparo. Desse modo, mesmo se o sinal for repetitivo, um sistema de disparo simples poderá mandar para a tela porções diferentes do mesmo, em vez de apresentar sempre a mesma porção. Os trens de pul-

sos digitais são um bom exemplo: cada pulso é exatamente igual aos demais, o que gera uma infinidade de pontos de disparo e nem sempre produz o mesmo sinal na tela.

É indispensável, nesses casos, uma forma de controlar a aceitação de um ponto de disparo — proporcionada pelo controle de retenção variável (esse controle é, na verdade, parte do circuito horizontal — pois ajusta o tempo de retenção do gerador de varredura — mas interage com o sistema de disparo). Na figura 12 pode-se ver uma situação em que a retenção variável é de grande utilidade.





**Figura 11**

O tempo de retenção do disparo (TRIGGER HOLD-OFF) assegura a ocorrência de disparos válidos. No desenho, somente os pontos indicados dão origem às imagens, já que nenhum disparo pode ser reconhecido durante os períodos de varredura ou retração. Os tempos de retração e retenção são necessários porque o feixe de elétrons deve voltar ao lado esquerdo da tela após a varredura e também porque o gerador de varredura exige um tempo de recuperação. O eixo Z do TRC é **inibido** entre varreduras e **ativado** durante as mesmas.

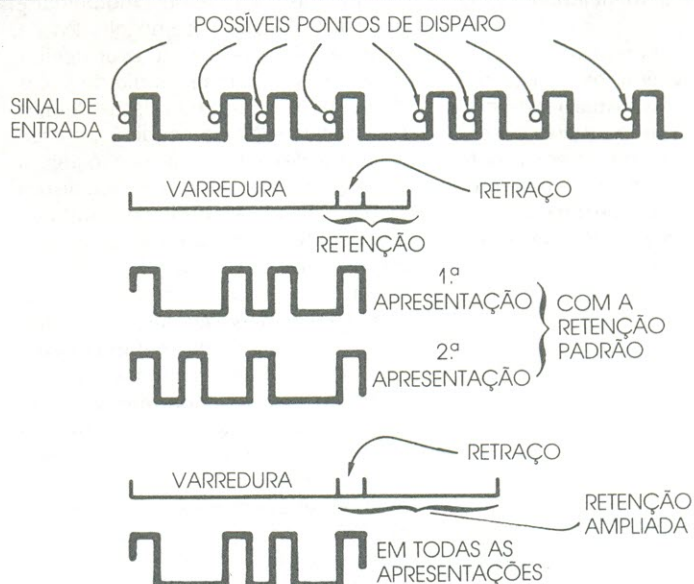
### Fontes de disparo

As possibilidades de disparo estão agrupadas em duas categorias, que dependem da origem interna ou externa desse disparo. A fonte, em si, não acarreta diferenças na operação do circuito de *trigger*, mas no caso de disparo interno, especificamente, temos o osciloscópio disparando sobre o próprio sinal que está sendo apresentado. Isso implica uma vantagem óbvia: permite ver onde está sendo feito o disparo.

Dois dos controles do painel — SOURCE e INT — determinam a fonte de disparo. As fontes internas são habilitadas quando a alavanca SOURCE é posicionada em INT. Nessa posição, pode-se disparar o osciloscópio a partir do próprio sinal, em qualquer canal, (CH1 e CH2) ou na modalidade VERT MODE.

O disparo efetuado em um dos canais trabalha exatamente como parece: o aparelho é ajustado para disparar em algum ponto da forma de onda presente naquele canal.

Utilizar a modalidade vertical da chave INT, por outro lado, significa que as chaves VERTICAL MODE do instrumento vão determinar o sinal a ser uti-



**Figura 12**

O controle de retenção variável (VAR HOLDOFF) permite ignorar certos pontos de disparo em potencial. No exemplo, todos os pontos possíveis de disparo iriam provocar uma apresentação instável do sinal. A única forma de garantir a estabilidade é variar o tempo de retenção, a fim de que o ponto de *trigger* esteja sempre no mesmo pulso, em cada repetição do sinal de entrada.



lizado no disparo. Se essas chaves forem ajustadas para CH1, o sinal presente no canal 1 é que irá disparar o osciloscópio. O mesmo se dará com o canal 2.

Se a modalidade escolhida for a alternada (ALT), o osciloscópio irá procurar sinais de disparo alternadamente nos dois canais. Caso a modalidade seja ADD (adição), o sinal de disparo será composto pela soma dos dois canais (CH1 + CH2). E no caso da modalidade chaveada (CHOP), o aparelho é disparado como em ADD, o que evita disparos na frequência de chaveamento (já que se deseja, na verdade, o disparo na frequência do sinal).

Pode-se ver, assim, que o disparo na modalidade vertical é uma espécie de seleção automática de fontes, que pode ser utilizada quando é preciso comutar entre diferentes modalidades verticais, para observar sinais distintos.

Mas o disparo através do próprio sinal nem sempre atende a todos os problemas de medição — o que levou à utilização do disparo externo, que normalmente oferece maior controle sobre a tela. Para utilizar fontes externas de disparo, deve-se posicionar a chave SOURCE em EXT e ligar o sinal de disparo ao conector já mencionado (EXT. INPUT).

O projeto e a manutenção de circuitos digitais são exemplos típicos da grande utilidade do disparo externo. Nesses casos, é comum querer observar, por exemplo, um longo trem de pulsos muito similares entre si, enquanto faz-se o disparo através de um *clock* externo ou de um sinal proveniente de outra parte do circuito.

A posição LINE da chave SOURCE oferece outra possibilidade de disparo: a rede. O disparo por meio da rede elétrica mostra-se útil sempre que se estiver analisando circuitos que dependam dos 60 Hz da mesma. Exemplos corriqueiros são os controles de luminosidade (ou *dimmers*) e as fontes de alimentação.

Eis aqui reunidas todas as possíveis fontes de disparo para os osciloscópios da série 2200:

fonte de disparo	posição das chaves	
	SOURCE	INT
só canal 1	INT	CH1
só canal 2	INT	CH2
externo	EXT	inibida
rede	LINE	inibida
mod. vertical (canal 1 ou 2 ou ambos)	INT	VERT MODE

#### Modalidades de operação do disparo

Os circuitos de *trigger* da série 2200 podem trabalhar em quatro modalidades distintas: normal, automática, televisão e vertical.

Uma das mais úteis é a modalidade normal (assinalada como NORM na chave MODE), pois é capaz de aceitar uma gama bem mais ampla de sinais de disparo, se comparada às demais modalidades. Nessa condição, o osciloscópio não permite que traço algum apareça na tela sem a presença de um disparo. É nessa condição, também, que se obtém a maior faixa de sinais de disparo: entre CC e 60 MHz.

Na modalidade automática (AUTO, no painel), também conhecida por “traço base”, o sinal é apresentado a partir de um disparo; terminada a primeira varredura, ocorrem normalmente o retraço e a retenção. Nesse ponto um temporizador entra em ação e, se não ocorrer outro disparo dentro de um tempo predeterminado, produz-se um disparo “artificial” — o que permite que o traço de varredura surja na tela mesmo na ausência de sinais no canal utilizado.

Na série 2200, a modalidade automática atua como um sistema de procura de sinais. Isso significa que, para a maioria dos sinais medidos, essa modalidade vai “casar” o controle do nível de disparo ao sinal de disparo — o que torna praticamente impossível ajustar o nível de disparo fora da faixa do sinal. Desse modo, é possível disparar a partir de sinais com amplitude ou forma de onda variável, sem qualquer ajuste sobre o controle de nível (LEVEL).

Outra modalidade de operação interessante é o disparo em televisão. Grande parte dos osciloscópios que dispõem desse recurso permite disparar a partir de campos de TV, com varreduras de 100  $\mu$ s/divisão ou mais lentas, e a partir de linhas de TV, com 50  $\mu$ s/divisão ou mais rápidas. Nos modelos da série 2200, pode-se efetuar o disparo em campos ou linhas, em qualquer tempo de varredura. Para utilizar essa modalidade com os campos, basta comutar a chave respectiva para a posição TV FIELD; e, no caso de disparo pelas linhas, usam-se as posições NORM ou AUTO.

As modalidades mais empregadas são, geralmente, a normal e a automática. A primeira, por ser a mais versátil, e a segunda, por proporcionar total automatização do processo. Assim, por exemplo, pode acontecer a medição de um sinal de baixa frequência, cuja taxa de repetição não se adapte ao período de trabalho do temporizador automático; quando isso ocorre, o sinal não será estável na modalidade AUTO — que, além disso, não é capaz de fa-



zer disparos em sinais de frequência muito baixa. Em contrapartida, o modo normal fornece um sinal estável com qualquer taxa de repetição.

A última modalidade de operação dos instrumentos 2200, a vertical, é exclusiva em suas vantagens. Ao selecionar a posição VERT MODE na chave INT, seleciona-se automaticamente a fonte de disparo, como já foi explicado no item correspondente, além de

possibilitar o disparo alternado. Nessa modalidade de operação, o aparelho efetua disparos alternadamente, entre os dois canais verticais — ou seja, é possível observar simultaneamente dois sinais sem qualquer relação entre si. A maior parte dos osciloscópios só permite disparar em um dos canais quando os sinais não estão sincronizados.

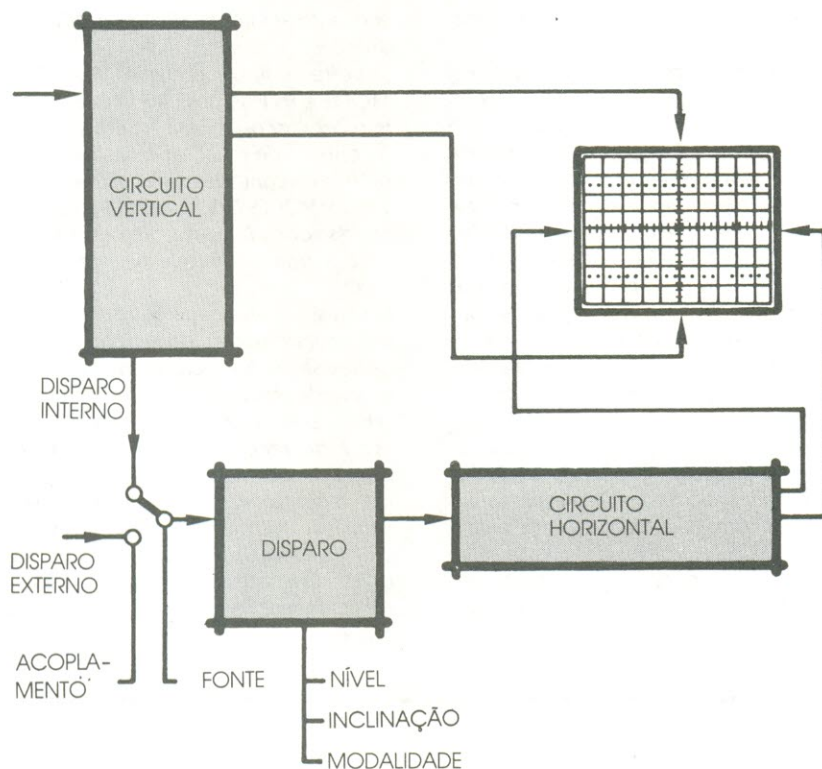
A seguir, um resumo das modalidades de disparo da família 2200:

modalidade	chave	posição
normal	MODE	NORM
automática	MODE	AUTO
campo TV	MODE	TV FIELD
linha TV	MODE	NORM/AUTO
vertical	INT	VERT MODE

#### Acoplamento de trigger

Assim como é possível escolher entre o acoplamento alternado ou direto, quando se aplica um sinal ao circuito vertical do osciloscópio, pode-se também selecionar o tipo de ligação de disparo com o aparelho. No caso de disparo interno, o próprio sistema do vertical escolhe o tipo adequado. Tratando-se de disparos externos, porém, é preciso decidir o que se deseja:

acoplamento	aplicações
CC	acopla todos os elementos do sinal de disparo (CA e CC) ao circuito
CC com atenuação	se o sinal externo é muito elevado para o circuito de disparo, a chave EXT COUPLING deve ser colocada em DC $\div 10$
CA	permite apenas a passagem de CA, bloqueando os componentes CC do sinal



**Figura 13**

No diagrama estão representados o circuito de disparo e seus controles. A fonte de disparo impõe um sinal de *trigger* externo ou interno. O acoplamento controla a conexão de um disparo externo ao circuito. Os controles de rampa e nível especificam o ponto de disparo e o controle de modalidade determina a operação do circuito todo.



### Usando os controles de disparo

Para revisar o que aprendemos sobre o circuito de disparo e seus controles (ilustrado esquematicamente na fig. 13), é conveniente assegurar-se primeiro de que os controles estejam nas seguintes posições:

- canal 1 em 0,5 volts/divisão e o botão VAR na posição de repouso;
- acoplamento vertical em CA;
- chave VERTICAL MODE em CH1;
- velocidade de varredura de 0,5 ms, sem ampliação ou variação em SEC/DIV;
- os ajustes de disparo devem ser: AUTO na chave MODE, INT na chave SOURCE e CH1 na chave INT.

Em seguida, liga-se o osciloscópio, já com a ponta de prova conectada ao canal 1 e à tomada de ajuste (PROBE ADJUST). Sempre observando a foto de entrada do manual, basta seguir as orientações do Exercício 5.

---

### Exercício 5 — OS CONTROLES DE DISPARO

1. Mova o braço para a direita, por meio do controle de posicionamento horizontal, até que possa ver o início do mesmo (provavelmente, você terá que aumentar a intensidade do traço para enxergar a porção vertical do sinal). Observe então o sinal, enquanto manipula o controle de rampa (SLOPE). Selecionando a posição "+", o sinal vai começar, na tela, com uma borda ascendente; as outras posições desse controle fazem o disparo ocorrer em bordas descendentes do sinal.

2. Varie agora o controle de nível (LEVEL) para os dois lados, em toda sua excursão; você verá a borda frontal subir e descer pelo sinal. O osciloscópio permanece disparado porque você ajustou o aparelho para a modalidade automática.

3. Gire a chave de modalidade (MODE) para a posição NORM. Nesse caso, ao variar o controle de nível para deslocar o ponto de disparo, você vai topar com locais em que o osciloscópio parece estar sem disparo algum. Isso ilustra a principal diferença entre os disparos normal e automático.

4. Você também pode observar a diferença entre as duas modalidades de disparo utilizando o canal 2, mesmo estando ele acoplado à terra. Comute para a posição CH2 as chaves INT e VERTICAL MODE. Veja que, com o disparo em NORM, não há sinal; com AUTO, porém, pode-se ver a linha de base. Tente e confira por si mesmo.

5. Sem qualquer sinal de disparo aplicado ao conector EXT INPUT, é impossível demonstrar a utilização dessa forma de disparo. Contudo, os controles MODE, SLOPE e LEVEL operam sempre do mesmo modo, tanto com disparos externos como internos. Existe uma diferença entre essas duas modalidades, porém: a sensibilidade do circuito de trigger. Todas as fontes externas de disparo são medidas em tensão (150 mV, por exemplo), enquanto as internas são designadas por divisões.

Volte a colocar as chaves VERTICAL MODE e INT na posição CH1 e comute o osciloscópio para NORM. Utilize o controle de nível, observando a amplitude de controle existente; mudando a chave VOLTS/DIV do canal 1 para 0,1 V pode-se obter um aumento nessa amplitude, como comprova o controle de nível.

6. O disparo alternado entre canais não pode ser demonstrado sem a presença de dois sinais dessincronizados, mas será de grande utilidade quando surgir a ocasião. Mas você pode observar mais uma vez a diferença entre as modalidades normal e automática de disparo. Desloque o controle LEVEL lentamente para a posição NORM, até que o osciloscópio fique sem disparo; comute então para AUTO e note como o disparo é automaticamente "encaixado" na forma de onda.

---



A melhor forma de conectar circuitos ao osciloscópio é, sem dúvida, uma ponta de prova, como a que se vê na figura 14. É claro que o acoplamento também poderia ser feito através de um par de fios; no entanto, apesar de simples, essa solução não permite que se tire proveito de todos os recursos do osciloscópio. Além disso, na prática, essa ligação iria sobrecarregar o circuito sob teste e atuar como antena, captando toda espécie de sinais espúrios — tais como os 60 Hz da rede e sinais de rádio e TV —, que seriam apresentados na tela, juntamente com os sinais úteis.

### Influência sobre o circuito

Usar pontas de prova especialmente projetadas, em vez de fios simples, minimiza a captação de interferências, mas não elimina o chamado efeito de **carga** ou **influência** sobre o circuito. Esse fenômeno altera o ambiente dos sinais que se deseja medir ou observar, modificando-os em maior ou menor grau, sempre dependendo do nível de influência.

O “carregamento” de um circuito pode ser resistivo, capacitivo ou indutivo. Nas frequências inferiores a 5 kHz, o componente resistivo é o de maior influência. Para evitar um carregamento significativo, nesse caso, é preciso apenas dispor de pontas de prova com uma resistência cem vezes superior à impedância do circuito sob teste (pontas de 100 M $\Omega$  para impedâncias de 1 M $\Omega$ , pontas de 1 M $\Omega$  para impedâncias de 10 k $\Omega$ , e assim por diante).

Quando altas frequências estão envolvidas na medição, as influências capacitiva e indutiva tornam-se importantes. Na prática, não se pode evitar a criação de capacitâncias ao fazer conexões; entretanto, é perfeitamente possível mantê-las dentro de limites razoáveis.

A ponta de prova atenuadora é um dos recursos à disposição para se conseguir esse objetivo. Ao invés de sobrecarregar o circuito com toda a capacitância de seu corpo, somada à influência do cabo e da entrada do osciloscópio, a ponta atenuadora reduz a capa-

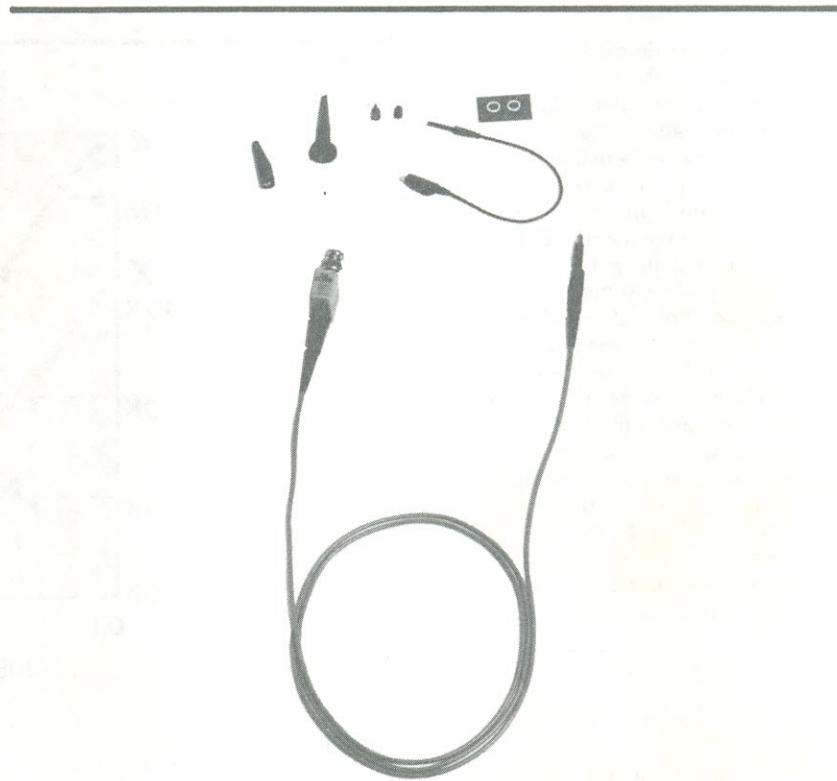


Figura 14

As pontas de prova servem de conexão entre o osciloscópio e o circuito sob análise. As pontas da Tektronix consistem em um cabo resistivo patenteado e em uma blindagem aterrada. Cada aparelho da série 2200 é acompanhado de duas sondas P6120 e seus acessórios, como as que estão representadas aqui. São dispositivos de alta impedância, que proporcionam uma atenuação de 10 vezes e oferecem uma carga mínima ao circuito sob teste. Os acessórios de cada uma (da esquerda para a direita) são: uma ponta em garra para CLs e terminais de pequeno diâmetro; uma ponta retrátil em gancho; uma cobertura isolante para o terra; pequenas tiras identificadoras; e o terminal de terra, no centro.

citância em 10 vezes — atingindo valores de apenas 10 ou 14 pF. Em contrapartida, ocorre uma atenuação na amplitude do sinal, também de 10 vezes.

Tais pontas de prova são normalmente ajustáveis, a fim de compensar as variações da capacitância de entrada do osciloscópio — que, por sua vez, dispõe de um sinal de referência em seu painel (PROBE ADJUST). Esse ajuste é denominado **compensação da ponta de prova** e já foi realizado na primeira etapa do Exercício 3, no 2º capítulo.

A variação da impedância da ponta

de prova (composta por resistência e reatância) em relação à frequência é outro fator para se ter em mente, ao medir sinais de frequência elevada. O folheto ou manual de especificações da ponta deve conter um gráfico semelhante ao da figura 15, que ilustra essa variação. Outra coisa a lembrar, quando se efetuam tais medidas, é o aterramento da ponta de prova, mantendo a extensão de terra a mais curta possível. Em certos aparelhos, para o caso de medições em altíssimas frequências, usa-se um soquete especial, ao qual é acoplada a ponta de prova.



### Faixa do sistema de medida

Há mais uma característica das pontas de prova a considerar: largura de banda. Assim como os próprios osciloscópios, as pontas exibem limitações de banda; cada uma delas trabalha dentro de uma gama especificada, dentro da qual não atenua a amplitude do sinal em mais de 3 dB (ou 0,707 do valor original). É errado assumir, porém, que uma ponta de prova de 60 MHz e um osciloscópio com a mesma gama vão fornecer, juntos, uma faixa de medição de 60 MHz. Na verdade, a combinação de ambos será aproximadamente igual à raiz quadrada da soma dos quadrados dos tempos de subida (como veremos, mais adiante, no 10º capítulo).

Assim, por exemplo, se tanto a ponta de prova como o osciloscópio exibirem tempos de subida de 5,84 nanossegundos, vamos ter:

$$T_{s(sist)} = \sqrt{T_{s(osc)}^2 + T_{s(ponta)}^2}$$

$$T_{s(sist)} = \sqrt{34 + 34} = 8,25 \text{ ns}$$

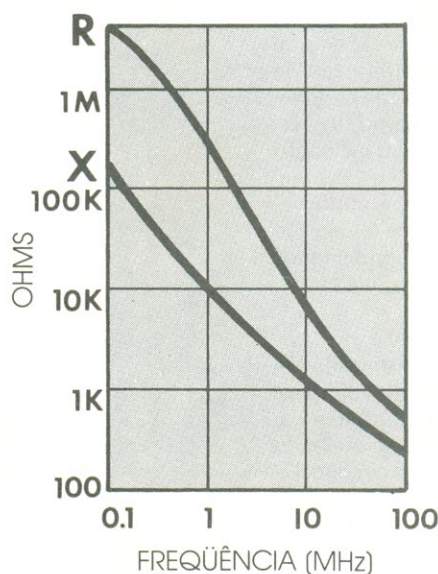
o que nos dá uma largura de faixa de 42,43 MHz, já que:

$$LF_{(MHz)} = \frac{350}{T_{s(ns)}}$$

Portanto, para se obter a largura de faixa normal do osciloscópio, é preciso selecionar pontas com banda mais ampla. Ou, então, utilizar a ponta de prova projetada especialmente para o aparelho que estiver sendo utilizado. No caso da série 2200, por exemplo, os instrumentos e suas pontas foram feitos para exibir, em conjunto, uma largura de faixa de 60 MHz.

### Tipos de ponta de prova

Normalmente, as pontas são divididas de acordo com a função, em dois grandes grupos: sensoras de tensão e sensoras de corrente. As primeiras podem também ser subdivididas em tipos passivos e ativos. Na tabela ao lado estão reunidas as principais pontas existentes, que devem atender à grande maioria das aplicações.

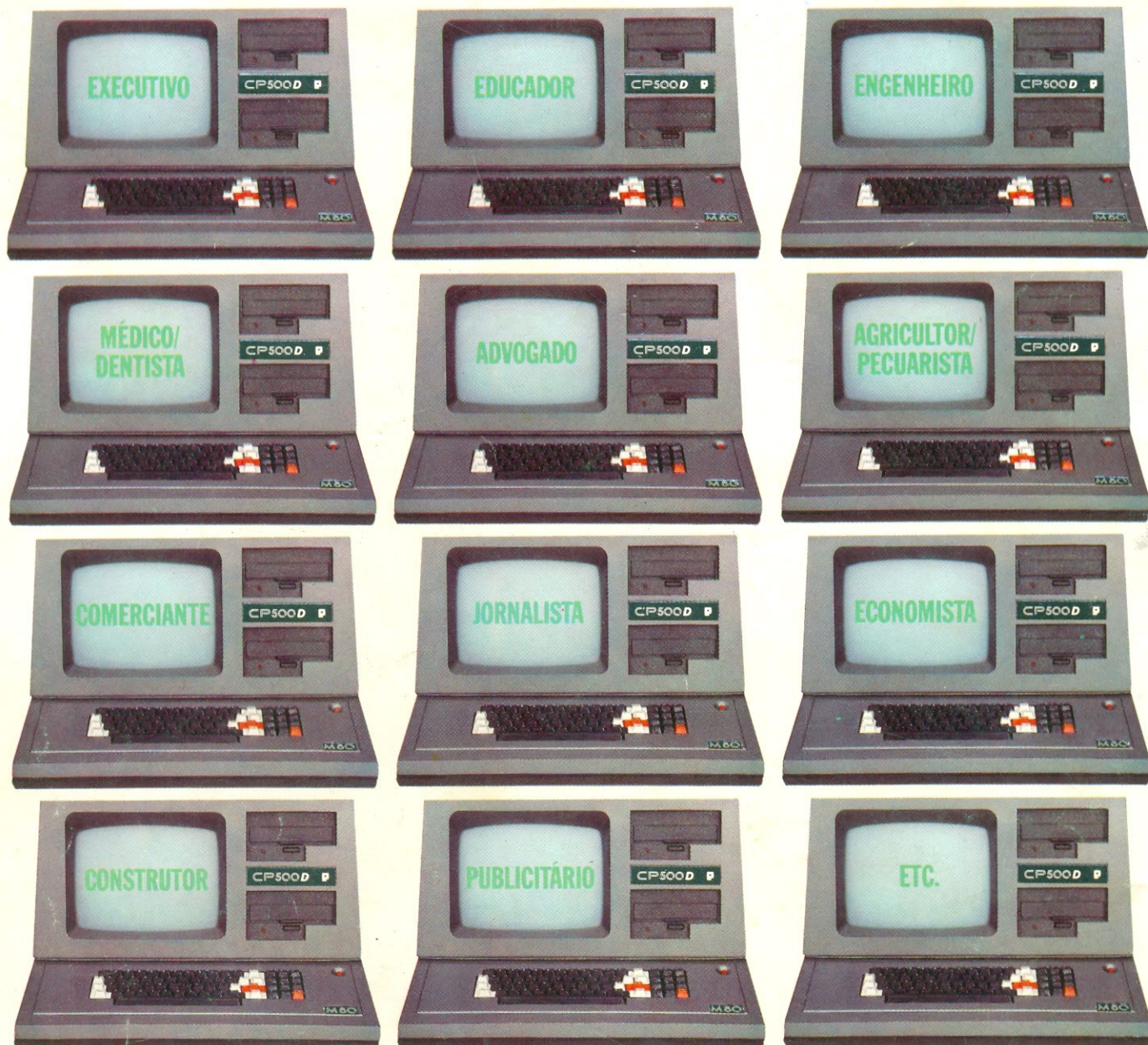


**Figura 15**

A impedância da ponta de prova está relacionada com a frequência, conforme nos mostra o gráfico. As curvas plotam a resistência (R) e a reatância (X), em ohms, contra a frequência, em megahertz. O gráfico refere-se a uma ponta P6120, da Tektronix, com um cabo de 1 metro.

TIPO	CARACTERÍSTICAS
1X, passiva, sensora de tensão	sem redução de sinal, que garante máxima sensibilidade à sonda; banda limitada (4 a 34 MHz); alta capacitância (32 a 112 pF); até 500 V
10X/100X/1000X, passivas, sensoras de tensão, atenuadoras	atenuação de sinais; banda até 300 MHz; capacitância ajustável; até 500 V(10X), 1,5 kV(100X) e 20 kV(1000X)
ativa, sensora de tensão, FETs	atenuação chaveada; capacitância reduzida (1,5 pF); mais cara e menos robusta que as demais; faixa dinâmica limitada; banda até 900 MHz; mínima influência sobre os circuitos
sensora de corrente	mede correntes de 1 mA a 1000 A; CC a 50 MHz; baixíssima influência
alta-tensão	sinais até 40 kV





## CP500/M,<sup>80</sup> a grande solução.

### Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M<sup>80</sup> agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar\*, dBase II\*, WordStar\* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M<sup>80</sup> possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M<sup>80</sup>.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prológica.

Características	Sistema Operacional		Video 12" fósforo verde com controle de intensidade Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido Interface para impressora paralela Interface serial padrão RS232-C (opcional) Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla
	SO-08	DOS 500	
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas	

\* Marcas Registradas

**CP**  
COMPUTADORES PESSOAIS  
TECNOLOGIA PROLOGICA